tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 59 nr.3 1994

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Correspondentie-adres: Postbus 39, 2260 AA Leidschendam.
Gironummer 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

De vereniging stelt zich ten doel het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica en de informatietransmissie en -verwerking te bevorderen en de verbreiding en toepassing van de verworven kennis te stimuleren.
Het genootschap is lid van de Convention of National Societies of Electrical Engineers of Western Europe (Eurel).

BESTUUR

LIDMAATSCHAP

Voor lidmaatschap wende men zich via het correspondentie-adres tot de secretaris. Het lidmaatschap staat open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt *f* 60,- per jaar.
Leden jonger dan 30 jaar betalen gedurende maximaal 5 jaar de gereduceerde contributie van f 30,- per jaar. In bepaalde gevallen kunnen ook andere leden, na overleg met de penningmeester, voor deze gereduceerde contributie in aanmerking komen. Gevorderde studenten komen in aanmerking voor een gratis lidmaatschap, en kunnen daartoe contact opnemen met een van de contactpersonen.
De contributie is inclusief abonnement op het Tijdschrift van het NERG en deelname aan de werkvergaderingen.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt gemiddeld vijfmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en de telecommunicatie. Auteurs, die publicatie van hun onderzoek in het tijdschrift overwegen, wordt verzocht vroegtijdig contact op te nemen met de voorzitter of een lid van de redactiecommissie.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt *f* 60,-.

REDACTIECOMMISSIE

MONOLITISCHE MICROGOLF GEINTEGREERDE SCHAKELINGEN: TOEPASSINGEN EN ONTWERP

Theo C.B. Tieman
Fysisch en Elektronisch Laboratorium TNO



Gallium Arsenide (GaAs) monolithic microwave integrated circuits (MMIC) are becoming key components for military and civil microwave systems. A description, the application, the design and some examples of MMICs are discussed.

Inleiding

In de huidige militaire en civiele microgolf systemen spelen monolithische microgolf geïntegreerde schakelingen (MMIC) een steeds grotere rol. Factoren zoals geringe afmetingen, grote betrouwbaarheid en de goede reproduceerbaarheid hebben hier onder andere toe bijgedragen.

Het Fysisch en Elektronisch Laboratorium TNO (TNO-FEL) heeft wereldwijd een goede positie in de ontwikkeling van MMIC's en participeert samen met andere bedrijven in vele (inter)nationale projecten, als aannemer en als onderaannemer.

In dit artikel wordt uitgelegd wat MMIC's zijn, wat de toepassingen zijn, hoe MMIC's ontworpen worden, de kwaliteitszorg die bij het ontwerpen in acht genomen wordt en er worden enige gerealiseerde circuits beschreven.

Monolithische microgolf geintegreerde schakelingen

De monolithische microgolf geïntegreerde schakelingen (MMIC), zoals ze ontworpen worden bij het Fysisch en Elektronisch Laboratorium TNO (TNO-FEL), zijn opgebouwd uit het basismateriaal Gallium Arsenide (GaAs). Dit materiaal leent zich uitstekend voor toepassing in het microgolfgebied. Theoretisch loopt het microgolfgebied van 1 tot 300 GHz maar praktisch is het mogelijk om MMIC's op GaAs te gebruiken van 1 tot 100 GHz. De circuits die ontworpen worden bij TNO-FEL liggen in het frequentiegebied van 1 tot 35 GHz.

Een MMIC biedt de mogelijkheid om complexe microgolffuncties te realiseren die met conventionele schakelingen niet mogelijk zijn. Onder conventionele schakelingen worden hybride circuits verstaan die onder andere zijn opgebouwd uit losse componenten.

De voordelen van een MMIC boven een conventionele schakeling zijn:

- miniaturisatie
- betere prestaties
- hogere betrouwbaarheid
- goede reproduceerbaarheid
- reductie van de kosten

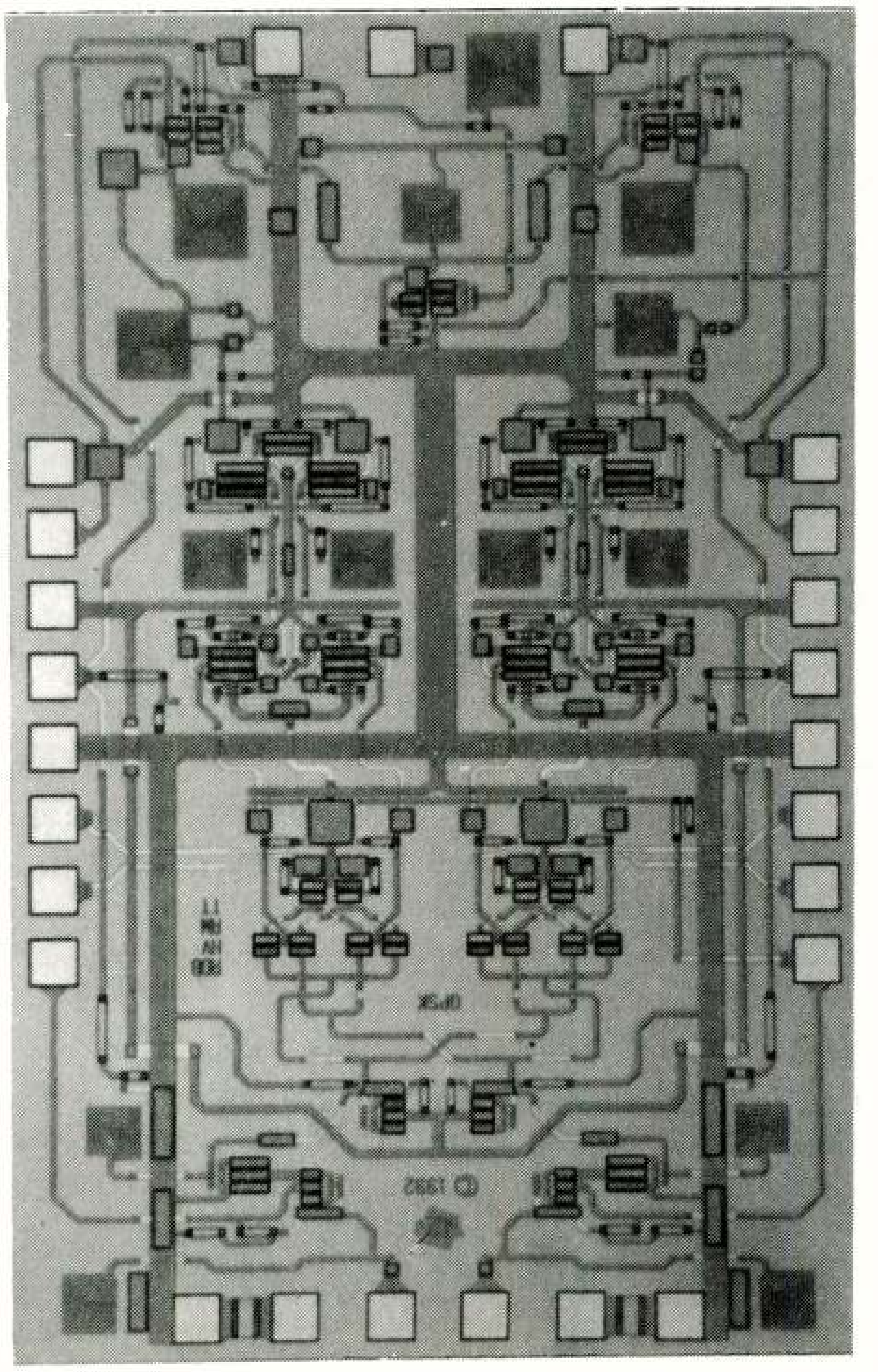
De kostenreductie treedt op bij massaproductie en bij aantallen van honderdduizend stuks gaat de prijs naar ca. fl.1,50/mm^2. De afmetingen van MMIC's variëren tussen de 0,5 en 10 mm^2.

Op een MMIC kunnen diverse componenten in en op het GaAs worden aangebracht. Deze componenten zijn:

- Field effect transistoren
- capaciteiten (ca. 0,2 - 10pF)
- spoelen (ca. 0,2 - 6nH)
- GaAs weerstanden (ca. 10Ω - 10kΩ)
- via-holes
- air-bridges

De capaciteiten zijn zogenaamde Metal-Insulator-Metal (MIM) capaciteiten, niets anders dan een plaatcondensator met een diëlectricum ertussen. De "via-holes" worden gebruikt om een goede aardverbinding te maken naar het grondvlak dwars door het GaAs. Door middel van de "air-bridges" kunnen verbindingslijnen elkaar kruisen zonder contact met elkaar te maken.

Figuur 1 toont een voorbeeld van een MMIC. Dit circuit is een vectormodulator die werkt rond een frequentie van 5 GHz en is ontworpen voor een actieve phased array radar [1]. Een vectormodulator kan een binnenkomend signaal in fase verdraaien tussen de 0 en 360° en hiervan tevens de amplitude regelen. De afmetingen van dit circuit bedragen 1,9x2,9mm^2.



Figuur 1: Een gerealiseerde vectormodulator (1,9x2,9mm²).

Toepassingen van MMICs

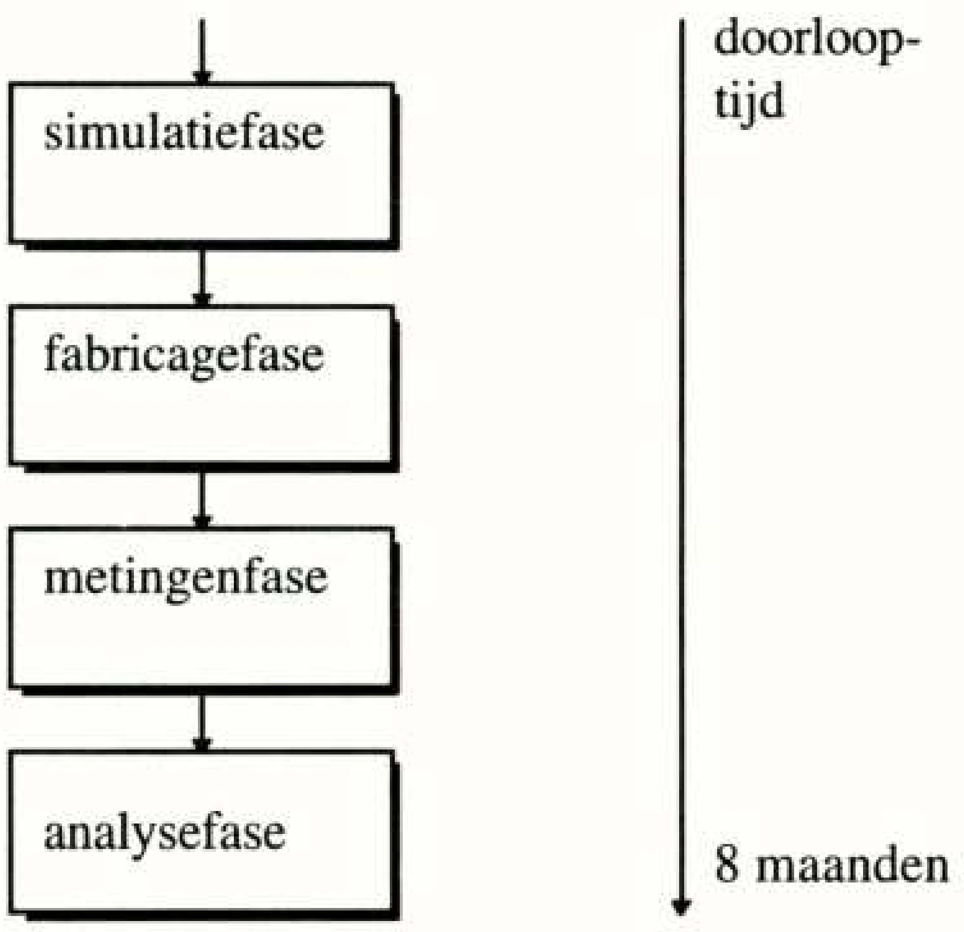
Het Fysisch en Elektronisch Laboratorium is één van de drie defensie onderzoek laboratoria van TNO. Voor de toepassingsgebieden is dan ook een onderscheid gemaakt tussen militaire en civiele toepassingen. Bij militaire toepassingen speelt de radar, met name de actieve phased array radar, een belangrijke rol. De antenne van een actieve phased array bestaat uit enkele duizenden transmit/receive modulen met elk hun eigen antenne element. Deze modulen tezamen vormen één antenne waarmee via electronische weg de antennebundel verplaatst kan worden. MMIC's spelen een essentiële rol bij de ontwikkeling van deze transmit/receive modulen.

Andere militaire toepassingen van MMIC's zijn gewone radar installaties, electronische oorlogsvoering, waarbij gebruik wordt gemaakt van breedbandige ontvangers, en "smart munition".

In de civiele sfeer kan voor toepassingen van MMIC's gedacht worden aan satelliet communicatie, communicatie verbindingen op aarde, consumenten electronica en ook radar. Voorbeelden voor de consumenten electronica zijn kabeltelevisie netwerken en satelliet televisie ontvangst. De civiele radar toepassingen zijn bijvoorbeeld bewakingsradars en de anti-botsing radars voor auto's.

Het ontwerpen van MMIC's

Het ontwerp van een MMIC kan opgedeeld worden in vier fasen. Figuur 2 geeft deze fasen grafisch weer.



Figuur 2: De ontwerpfasering bij een MMIC

In de simulatiefase wordt gebruik gemaakt van snelle computersystemen om een circuit te kunnen doorrekenen. De componenten waaruit het circuit bestaat worden door middel van modellen ingevoerd in de computer. Het is dan mogelijk om diverse microgolfsimulaties uit te voeren zoals: Scattering parameters, ruisgetal, vermogen enz. Tevens wordt in deze fase de layout van de chip ontworpen. Bij microgolf ontwerpen zijn de layout en het schema van het circuit nauw met elkaar verbonden. Elke verbindingslijn heeft een functie en wordt gebruikt in het circuit. Met parasitaire effecten zoals capaciteit naar aarde en koppeling tussen componenten moet terdege rekening worden gehouden. De layout beschrijft hoe de diverse componenten met elkaar verbonden zijn maar ook hoe een component is opgebouwd uit verschillende materialen. In deze fase wordt ook naar de opbrengst (yield) gekeken en hiervoor wordt eventueel geoptimaliseerd zodat de opbrengst van de circuits groter wordt.

In de fabricagefase wordt de layout door een fabriek ("foundry") gerealiseerd op het GaAs materiaal. TNO-FEL heeft ervaring met een groot aantal "foundries". Dit zijn:

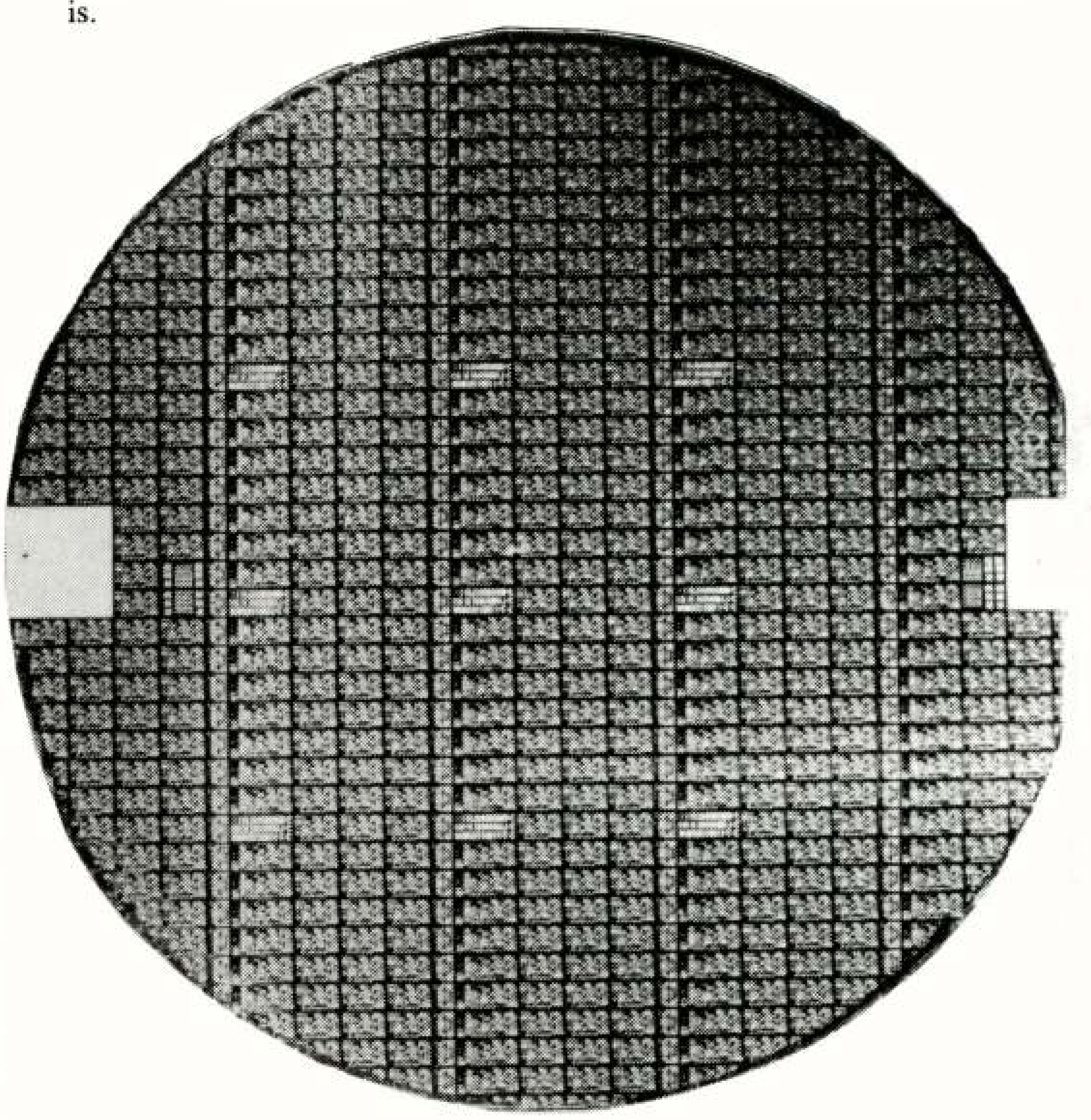
- Philips Microwave Limeil (Frankrijk)
- Siemens (Duitsland)
- Triquint (USA)
- NTE (Canada)
- GEC-Marconi (UK)
- IAF (Duitsland)

De circuits worden geplaatst op een zogenaamde wafer, dit is een schijf GaAs met een dikte van bijvoorbeeld 100μm en een diameter van 5 of 7,5 cm. Een wafer bevat, al naar gelang de grootte van de wafer en het circuit, enkele honderden tot duizenden circuits (zie figuur 3).

Na de fabricage stuurt de "foundry" de gerealiseerde wafer(s) op naar TNO-FEL.

In de metingenfase worden de metingen gedaan met een geautomatiseerde meetopstelling. Het hart van deze meetopstelling bestaat uit een "wafer probe station" die door middel van microgolf meetpennen ("probes") kontakt maakt met het circuit [2]. Automatisch worden voedingsspanningen aangeboden en wordt de microgolfwerking van het circuit bekeken. Deze metingen kunnen hetzelfde zijn als de eerder gedane microgolfsimulaties. Nadat een circuit gemeten is verplaatst het wafer probe station de probes naar een volgend circuit en start een nieuwe meetsessie.

In de analysefase worden de gemeten data vergeleken met de gesimuleerde data. Afwijkingen van de gemeten waarden ten opzichte van de gesimuleerde waarden moeten worden uitgezocht en verklaard. In deze fase wordt ook gekeken hoe groot de opbrengst van de schakeling is.



Figuur 3: Een voorbeeld van een 2" wafer (niet op ware grootte).

Kwaliteitszorg

Aangezien de doorlooptijd van alle ontwerpfasen bij elkaar ongeveer 8 maanden is en de resultaten van het ontwerp pas na die tijd beschikbaar zijn, is het van belang een "first-time-right" ontwerp te maken. Zou een circuit niet goed genoeg functioneren dan betekent dit een redesign waardoor vertragingen en extra kosten optreden. Bij TNO-FEL wordt dan ook veel aandacht besteed aan kwaliteitszorg.

Onze doelstelling voor kwaliteitszorg is ervoor te zorgen dat de klant tevreden is door het behalen van de gestelde specificaties in het gegeven tijd- en kostenbudget, opdat deze klant bij TNO-FEL terugkomt. De doelstelling wordt gerealiseerd door het zoveel mogelijk uitbannen van risicodragende elementen. Daarbij is het belangrijk om te werken volgens vastgelegde procedures, zodat resultaten achteraf volledig verifieerbaar en reproduceerbaar zijn.

Dit is onder andere gerealiseerd door een uniforme ontwerpomgeving te creëren, zodat de ontwerpers op elk ontwerpstation simulatiesoftware kunnen gebruiken met dezelfde instellingen en met standaard procesbibliotheken. Specifieke kennis van het "operating system" van de computers is dus niet vereist voor de ontwerpers. De standaard procesbibliotheken bevatten gedefinieerde en geverifieerde circuit-elementen die bij schaling automatisch worden aangepast. Deze procesbibliotheken zijn bij TNO-FEL samengesteld en extern door de foundry geverifieerd.

Door middel van "walk throughs" en interne reviews worden de ontworpen circuits op vastgestelde tijdstippen kritisch bekeken en besproken. In de eindfase van het ontwerp wordt een "Design Rule Check" gedaan door de foundry, dit in combinatie met een design review. Na interne oplevering van de circuits volgt een afkoelingsperiode van minimaal een week, waarna de circuits nogmaals kritisch bekeken worden.

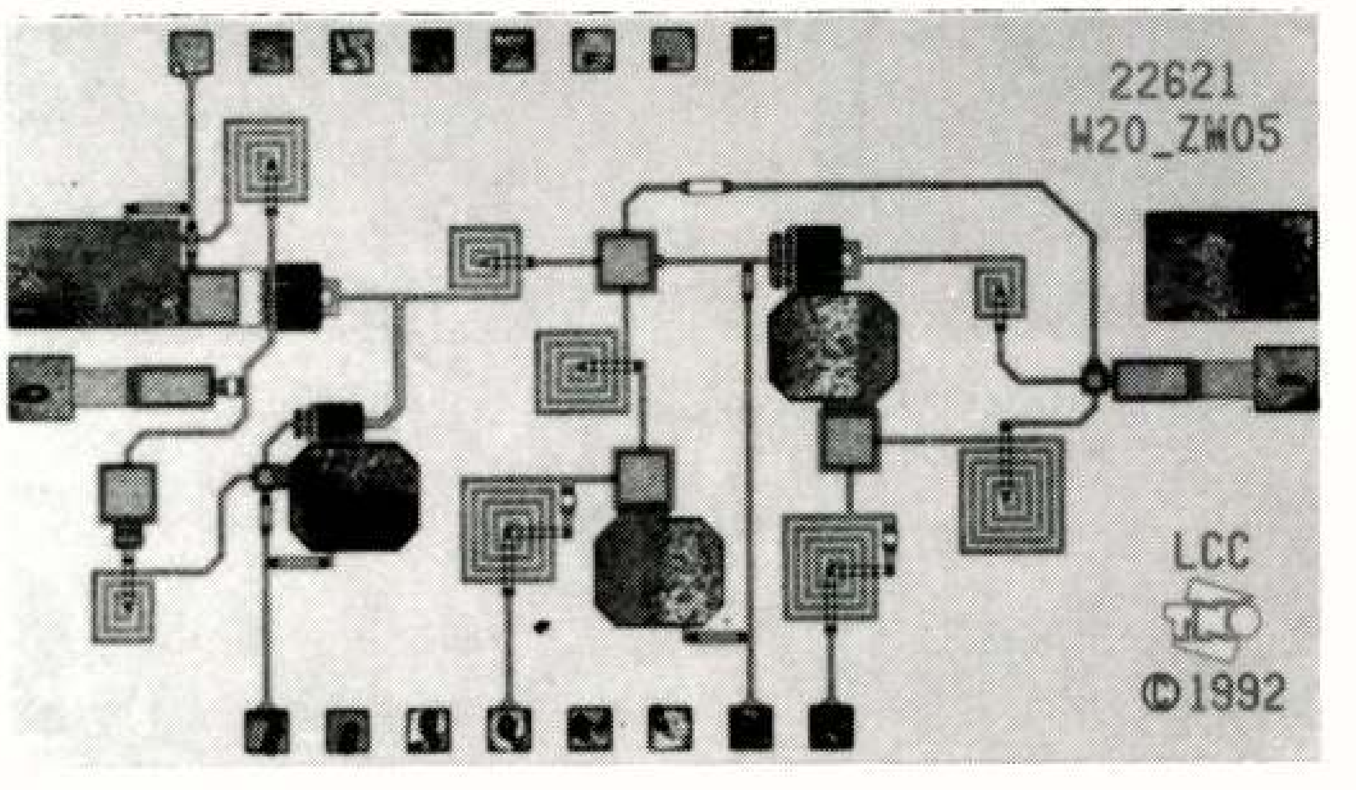
Voorbeelden van gerealiseerde MMIC's

Bij TNO-FEL zijn diverse soorten MMIC's ontworpen en gerealiseerd voor allerlei toepassingen. Deze soorten zijn:

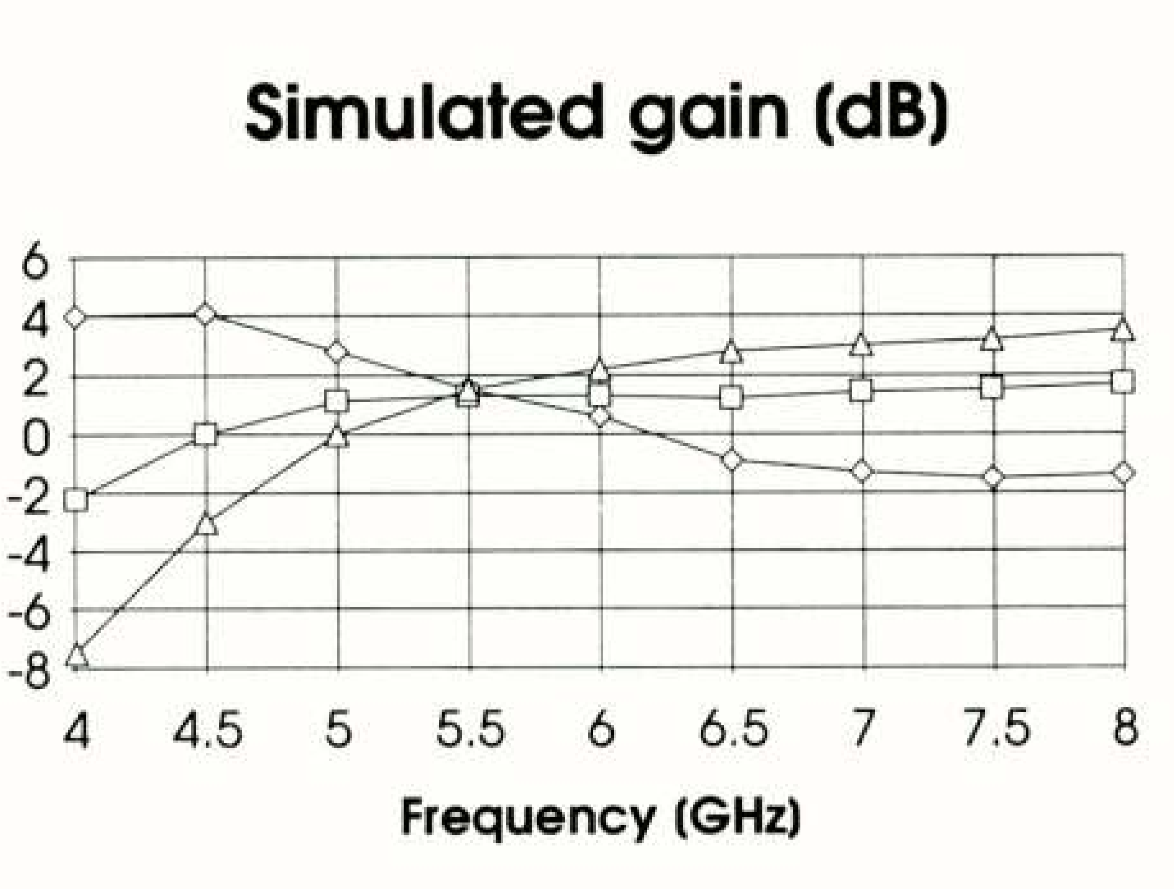
- Low noise amplifiers
- High power amplifiers
- Variable gain amplifiers
- Mixers
- Image and two tone rejection mixers
- Phase shifters
- Vector modulators
- Attenuators
- Slope compensation circuits
- Isolators
- Active filters

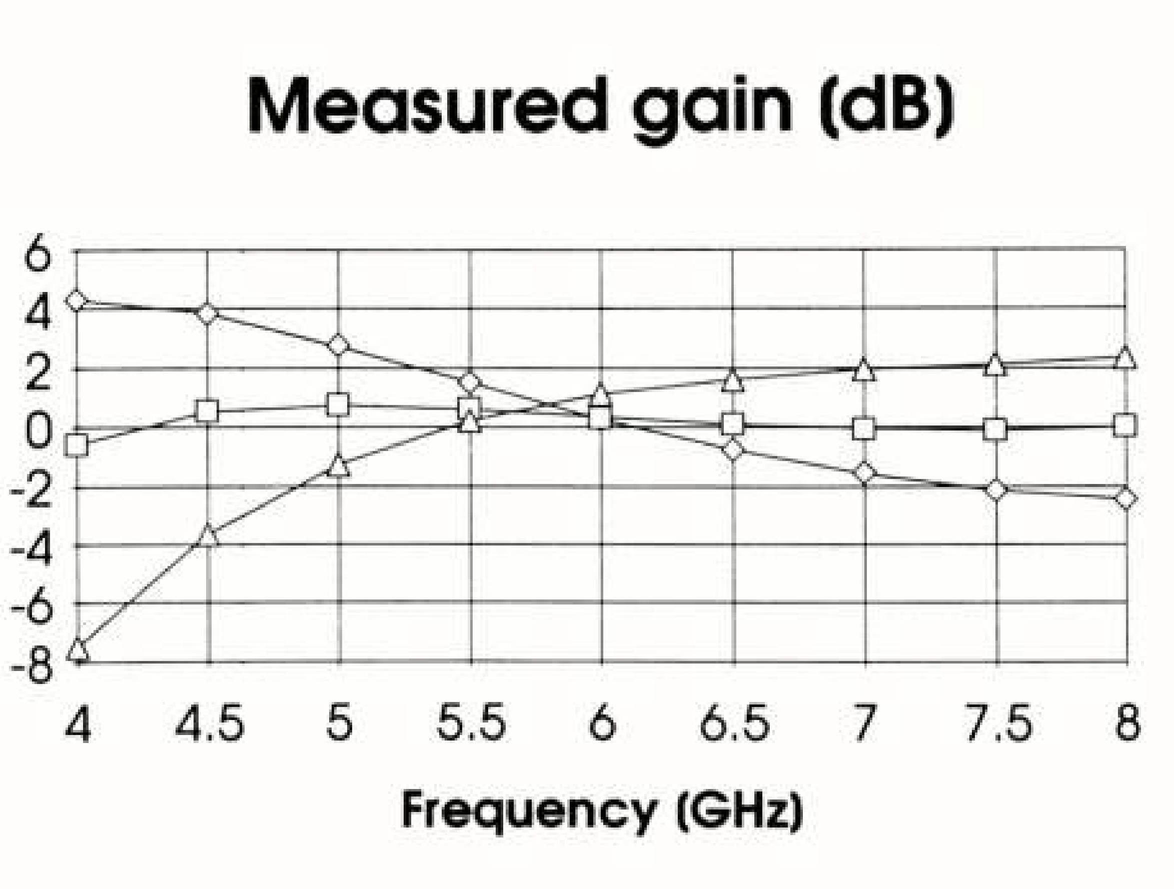
Figuur 4 toont een voltage controlled slope compensation circuit gemaakt onder ESA contract 9456/91/NL/US(SC) met als doelstelling het ontwikkelen van kanaalversterkers voor satelliet toepassingen [3].

Het slope compensation circuit is opgenomen in een keten van versterker MMIC's met een grote versterkingsfactor waarbij door component variaties en kleine misaanpassingen tussen de versterkers onderling, een slope in de versterking kan ontstaan. Door nu een spanning te variëren kan de slope in de versterking met behulp van het compensatiecircuit gecorrigeerd worden. Figuur 5 laat de gesimuleerde en gemeten waarden zien voor drie regelspanningen van het slope compensation circuit. Het is duidelijk dat het circuit een positieve en een negatieve slope kan compenseren. Gesimuleerde en gemeten waarden tonen een grote mate van overeenkomst.

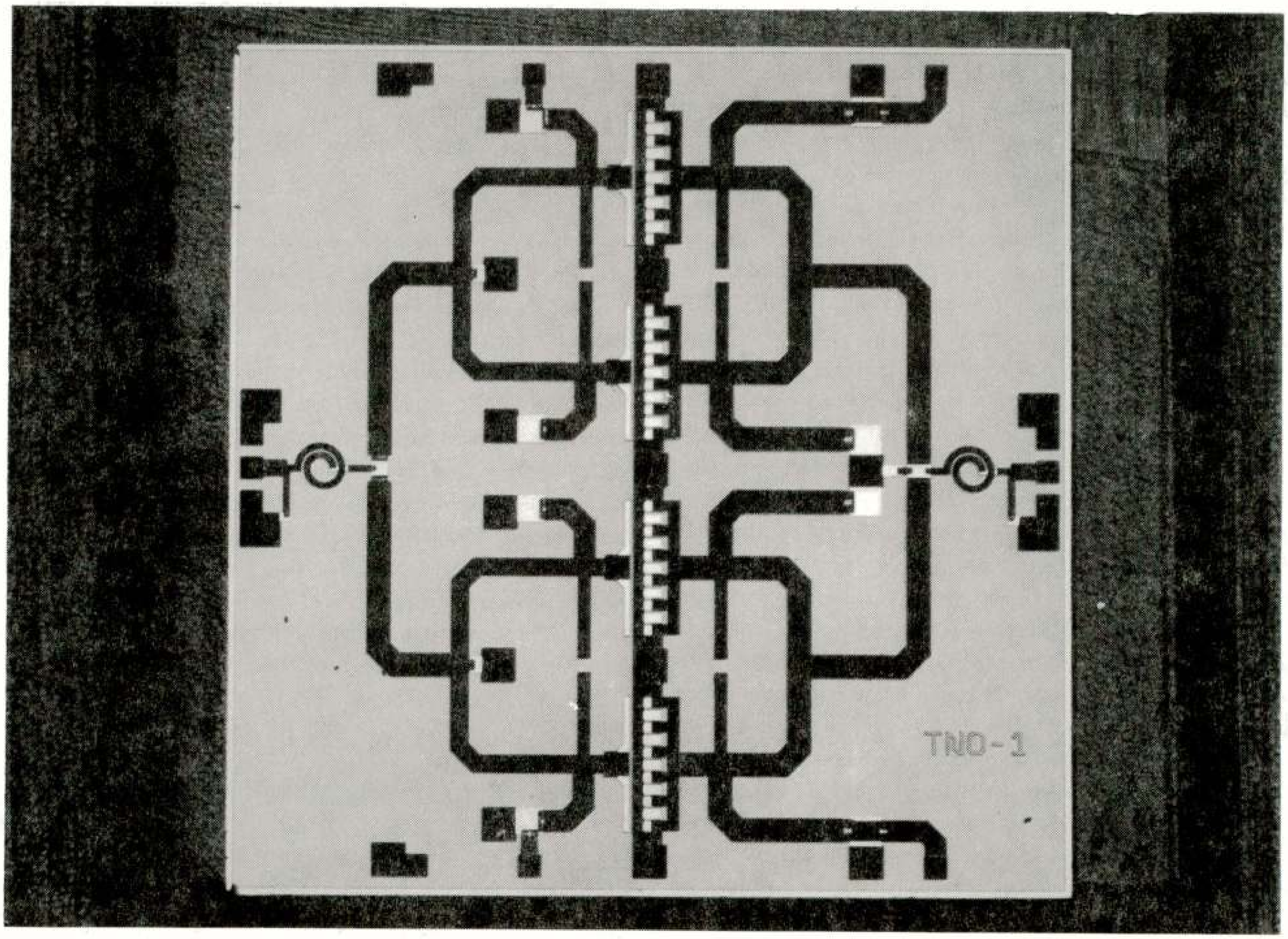


Figuur 4: De layout van een slope compensation circuit ($1,5x2,6mm^2$).





Figuur 5: De gesimuleerde en gemeten versterking van het voltage controlled slope compensation circuit



Figuur 6: Een high power amplifier (3 watt) met een power added efficiency van 40% werkend in de band van 8 - 12 GHz (afm. 3,8x3,8mm²)

In figuur 6 wordt de layout van een high power amplifier weergegeven. Dit circuit is ontwikkeld in een Europees samenwerkingsprojekt (IEPG-TA1). De doelstelling voor dit projekt is het maximaliseren van het uitgangsvermogen en de power added efficiency (PAE). Hierbij speelt het maken van modellen voor hoog vermogen transistoren een belangrijke rol. De frequentieband voor de high power amplifier is 8-12 GHz en gestreefd wordt naar 5 Watt uitgangsvermogen met een PAE van 50%. Het getoonde circuit levert ca. 3 Watt met een PAE van 40% en een versterking van 5dB over een frequentieband van 8,5 tot 10,75 GHz. Het "First-Time-Right" ontwerpen heeft bij dit project een iets andere betekenis dan bij de andere projekten omdat de simulatiemodellen hier niet "vast" liggen maar tijdens het project worden ontwikkeld. Ook de fabricageprocessen worden voortdurend geoptimaliseerd.

Conclusies

De MMIC afdeling van TNO-FEL heeft een uitstekende technologische basis voor het ontwerpen van MMIC's. De ontwerpen zijn "state-of-the-art" en wereldwijd gezien van goede allure.

TNO-FEL participeert in vele (inter)nationale projecten als aannemer en als onderaannemer. Ons doel is dan ook gericht op samenwerkingsverbanden, niet alleen voor de ontwikkeling van MMIC's maar ook bij de ontwikkeling van systemen.

Referenties

[1] T.C.B.Tieman, F.L.M. van den Bogaart, P.J. Koomen, "A single chip C-band linear MMIC vector modulator on GaAs developed for an air-borne active phased -array synthetic aperture radar", GAAS 94, pp. 237-240, Torino Italy, April 1994.

[2] F.L.M. van den Bogaart, "RF on-wafer probing of GaAs MMIC's at TNO-FEL", Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap, deel 57, nr. 3, pp. 109-113, 1992.

[3] J.C. Henkus, R. Grooters, "Ripple+slope performance of satellite channel amplifiers related to GaAs MMIC technology",GAAS 94, pp. 241-244, Torino Italy, April 1994.

Voordracht gehouden tijdens de 421 werkvergadering

DE ONTWIKKELING VAN EEN PHASED ARRAY UNIVERSELE SYNTHETISCHE APERTUUR RADAR (PHARUS)

Ir. P.J. Koomen
Fysisch en Elektronisch Laboratorium TNO



The aim of the PHARUS project (acronym for PHased ARray Universal Sar) is the realization of a full polarimetric C band aircraft SAR system for imaging the earth's surface. The system will be completed in 1994 and operational in 1995. It will possess an active phased array patch antenna, which enables flexibility in imaging modes. The antenna is mechanical fixed unter the aircraft and antenna pointing on-board the moving aircraft is maintained through electronic beamsteering. Special components (e.g. MMIC's) are developed in this project for an accurate internal calibration and to reach the high level of integration.

1. Inleiding

Het PHARUS-project, dat staat voor PHased ARray Universal Synthetische aperture radar, heeft als doel een actieve polarimetrische phased array C-band (5,3 GHz) SAR te ontwikkelen ten behoeve van de Nederlandse Remote Sensing gemeenschap en de Nederlandse Defensie. In dit project werken drie instituten samen, namelijk de Technische Universiteit Delft (TUD), het Nationaal Lucht en Ruimtevaart Laboratorium (NLR) en het Fysisch en Electronisch Laboratorium TNO (TNO-FEL). De laatste verzorgt als hoofdaannemer het project management en het Nederlands Instituut Voor Ruimtevaartprogramma's (NIVR) het programma management. De financiële basis wordt door Defensie en de Beleids Commissie Remote Sensing (BCRS) gelegd. De hierboven beschreven projectstructuur is terug te vinden in het logo (figuur 1) van het PHARUS-project.

figuur 1: PHARUS logo

2. Algemene informatie

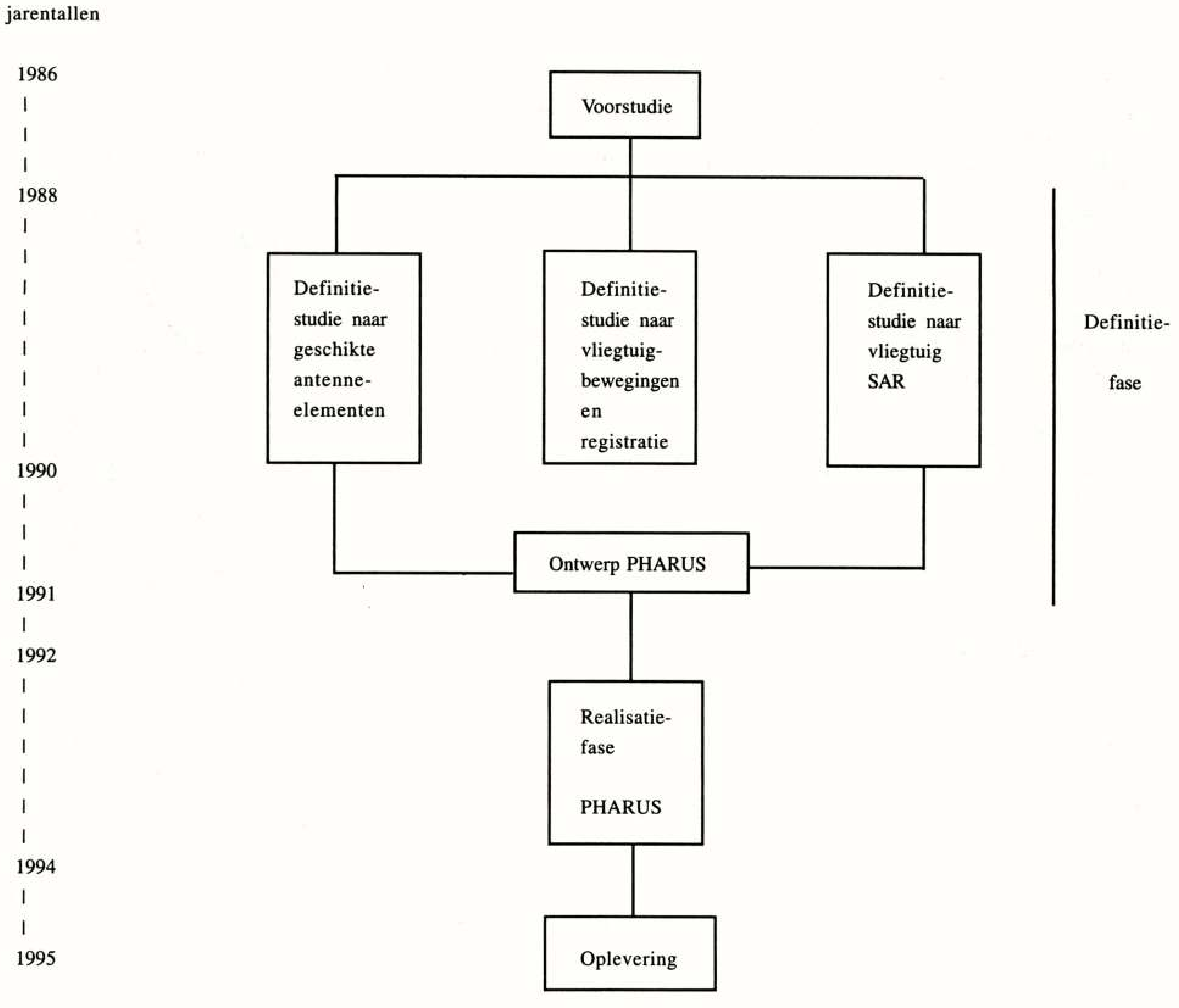
Het project is gestart met een voorstudie. In de voorstudie zijn de uitgangspunten vastgelegd voor het te realiseren radarsysteem. De voorstudie werd gevolgd door een definitiefase, die gelopen heeft van 1988 tot en met 1991 (zie figuur 2). Tijdens de definitiefase zijn een drietal studies uitgevoerd.

De eerste studie was gericht op onderzoek naar een geschikt antenne-element met goede kruis-polarisatie eigenschappen en naar de mogelijkheden van het calibreren van actieve phased array's. In deze studie is er samengewerkt tussen de TUD en TNO-FEL. De bevindingen uit deze studie zijn toegepast in het PHARUS-systeem.

De tweede studie richtte zich op het onderzoeken van de meest geschikte manier om de invloed van vliegtuigbewegingen te registreren en hiervoor in de processing te compenseren. Het onderzoek naar de invloed van de vliegtuigbewegingen op de uiteindelijke radarbeelden is grotendeels uitgevoerd door het NLR. Het TNO-FEL heeft de resultaten uit deze studie toegepast in zijn processing (studie 3). De resultaten van deze studie komen tot uiting in de beelden die in dit document opgenomen zijn. Zonder bewegingscompensatie zouden de beelden ongefocusseerd zijn, te vergelijken met een onscherpe foto.

De derde studie is specifiek op de ontwikkeling van een vliegtuig-SAR gericht. Tijdens deze studie is een zogenaamd testbed ontwikkeld als voorloper van het PHARUS-systeem. Deze ontwikkeling is uitgevoerd door het NLR en het TNO-FEL, waarbij het NLR zich voornamelijk op het digitaliseren en filteren van het analoge radarsignaal heeft gericht. Het TNO-FEL heeft zich op het radarsysteem en de SAR-processing gericht. Met dit systeem, dat alle eigenschappen van het uiteindelijke radarsysteem heeft, is de ontwikkelde technologie beproefd in het METRO II vliegtuig van het NLR (zie figuur 11). Het testbed is tot nu toe zeer succesvol geweest en ook na de definitiefase zijn diverse vluchten met succes uitgevoerd.

Het project bevindt zich momenteel in de realisatiefase, die naar verwachting in begin 1995 wordt afgerond met de oplevering van het radarsysteem. Sommige subsystemen zijn al gereed en getest. Als alles volgens planning verloopt zullen eind 1994 het radarsysteem en de digitaliseringsunit geïntegreerd worden, waarna een testvlucht zal volgen.



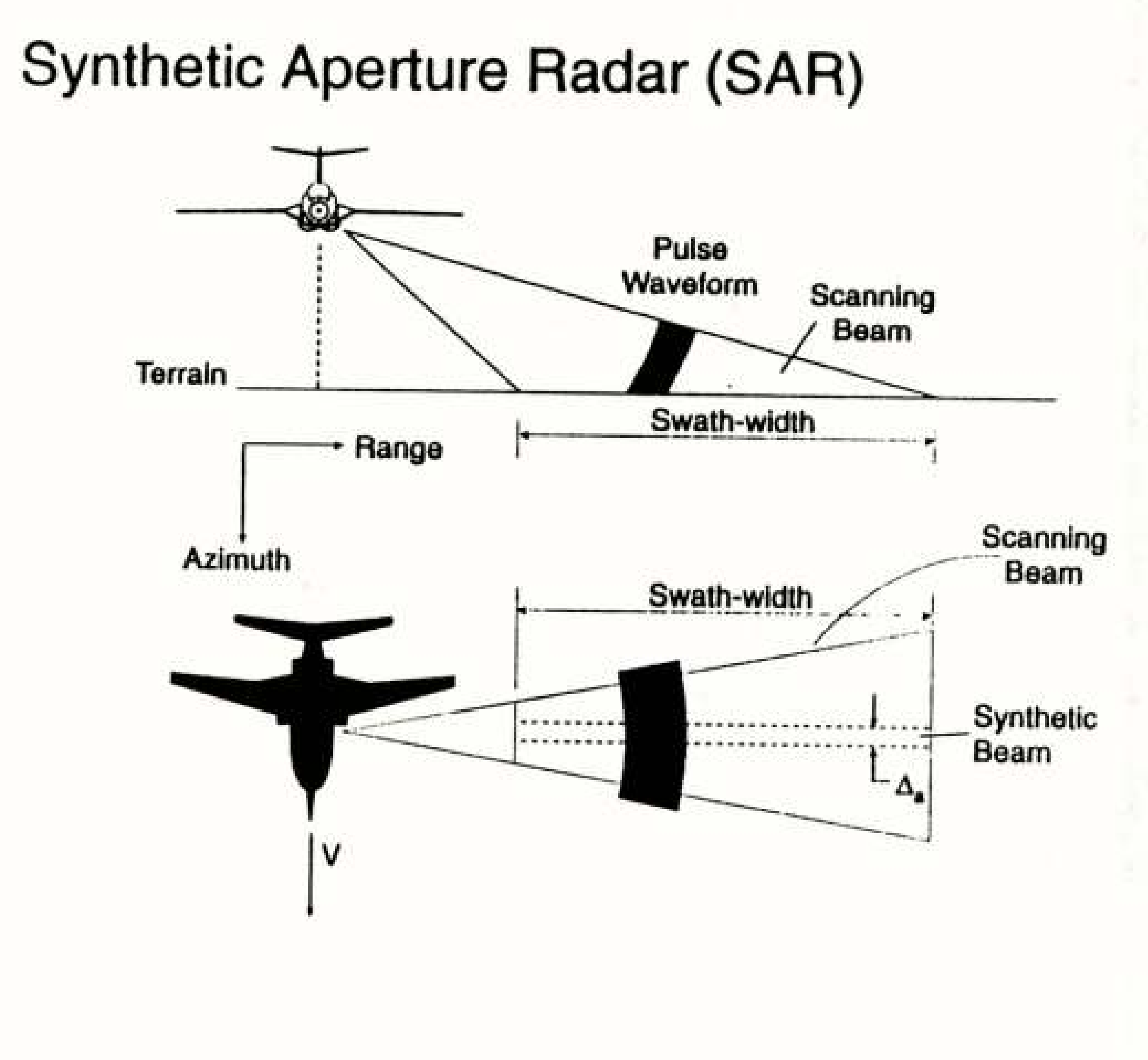
figuur 2: Tijdschema van het PHARUS project

3. Toelichting van de gebruikte termen

In dit hoofdstuk zullen de termen SAR, polarimetrisch en actieve phased array worden toegelicht.

3.1 Het SAR-principe

In figuur 3a wordt de situatie weergegeven zoals die zich in de praktijk zal voordoen: een bewegend platform, in ons geval een vliegtuig maar dat kan bijvoorbeeld ook een satelliet zijn, waarop de radar is gemonteerd.



Figuur 3a en 3b: Principe van de SAR

De antennebundel van een SAR beweegt in principe loodrecht op de bewegingsrichting. Dit wordt ook wel 'side looking radar' genoemd. De antennebundel belicht met iedere uitgezonden puls een gedeelte van het aardoppervlak. In afstandsrichting t.o.v. het vliegtuig willen we een zo kort mogelijke puls uitzenden om een zo hoog mogelijk onderscheidend vermogen (resolutie) te krijgen. Nu zijn er fysische limieten aan de hoeveelheid energie die uitgezonden kan worden in een zo kort mogelijke tijd. Om dit te ondervangen wordt de uitgezonden puls gemoduleerd met een bekende modulatie, in ons geval een lineaire frequentiemodulatie, die gedurende de zendpuls de gehele radarbandbreedte gebruikt. Deze modulatie wordt naderhand in de processing gebruikt als referentiefunctie waarmee een correlatie met het ontvangen signaal uitgevoerd wordt. Een oneindig breedbandig uitgezonden signaal zal bij ontvangst na de correlatiebewerking een deltafunctie opleveren. Op deze wijze wordt toch het effect van een zo kort mogelijke puls bereikt terwijl er veel langer uitgezonden kan worden. Deze methode wordt ook wel pulscompressie genoemd.
In de vliegrichting wordt in conventionele radars het onderscheidend vermogen (resolutie) bepaald door de bundelbreedte van de antenne. Hoe smaller de antennebundel hoe groter het onderscheidend vermogen. Deze bundelbreedte neemt echter toe met de afstand (zie figuur 3b) en daarmee neemt het onderscheidend vermogen in de vliegrichting af met de afstand. Om voor iedere afstand hetzelfde onderscheidend vermogen te krijgen moet de antenne eigenlijk steeds groter worden met de afstand, wat praktisch niet realiseerbaar is. Om dit effect toch te bereiken wordt gebruik gemaakt van de beweging van het platform. De relatief kleine antenne aan het platform volgt als het ware de lijn van een fictieve grote antenne. Bekend is hoe groot de fictieve antenne moet zijn om een bepaald onderscheidend vermogen in de vliegrichting te halen bij een zekere afstand. Met behulp van signaalprocessing kan het uitgangssignaal van deze fictieve antenne berekend worden door het juiste aantal uitgezonden pulsen, die langs de lijn van de fictieve antenne uitgezonden zijn, samen te nemen waardoor de fictieve antenne gesynthetiseerd wordt. Deze bewerking wordt afhankelijk van de afstand gemaakt met als resultaat dat de grootte van de fictieve antenne aangepast wordt aan de afstand van het doel tot het platform waardoor de resolutie in vliegrichting onafhankelijk van de afstand is geworden. Deze bewerking wordt ook wel azimutcompressie genoemd.
Voorwaarde bij de azimutcompressie is natuurlijk dat de baan van het platform exact bekend moet zijn. Hierbij moet gedacht worden aan een grootte-orde van een tiende golflengte gedurende 1 seconde. Afwijkingen in de baan geven direct een verslechtering van de afbeelding. Om ervoor te zorgen dat de bewegingen van het vliegtuig onder alle omstandigheden gecorrigeerd kunnen worden, wordt er tijdens de signaalprocessing gebruik gemaakt van informatie van gevoelige bewegingsopnemers.

3.2 Polarimetrie

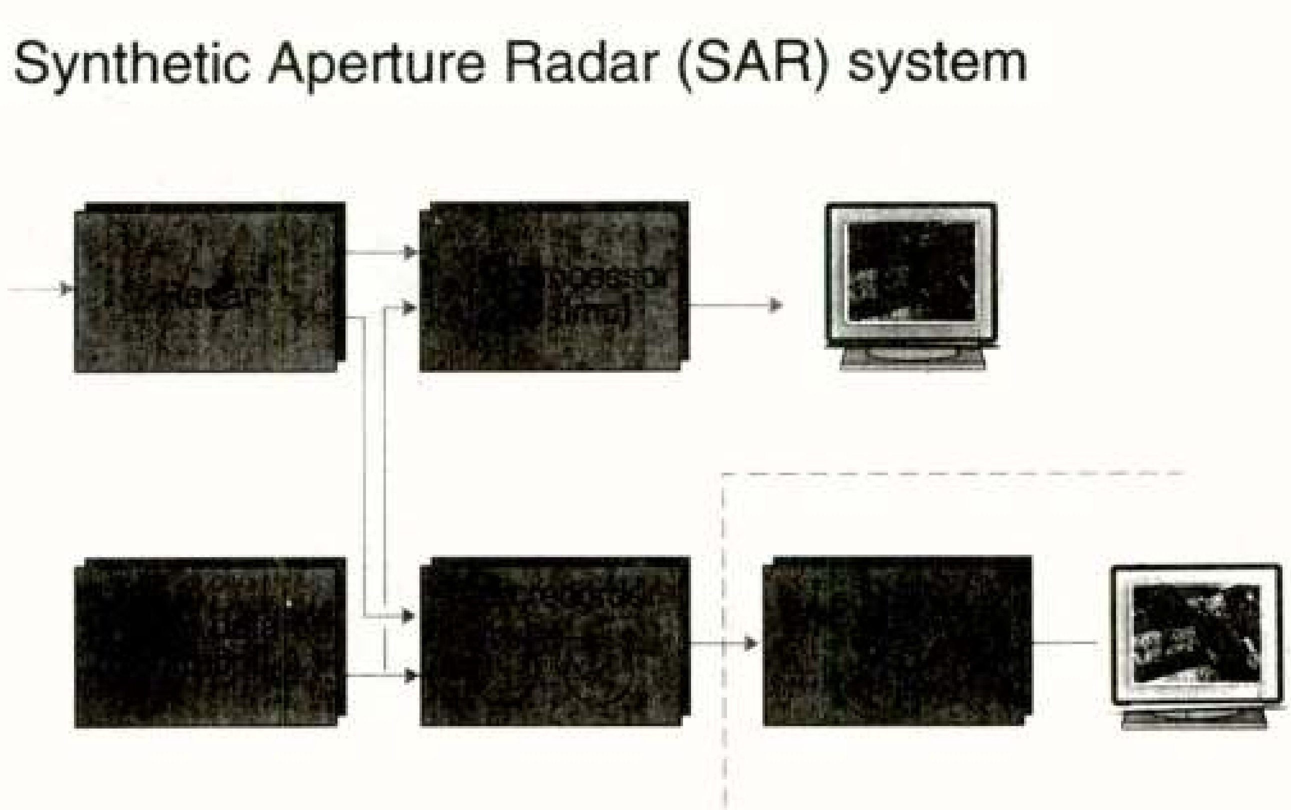
PHARUS kan ofwel horizontaal ofwel verticaal gepolariseerde EM-velden uitzenden en beide polarisaties gelijktijdig ontvangen. Hiermee kan extra informatie van de belichte doelen verkregen worden. Met deze extra informatie wordt het eenvoudiger om doelen te classificeren en mogelijk te identificeren.

3.3 Actieve phased array.

Het phased array principe wordt al lange tijd gebruikt in radarsystemen. In feite zijn dit antennes die opgebouwd zijn uit meerdere antenne-elementen die een onderlinge faserelatie hebben. Door de antennepatronen van ieder element afzonderlijk bij elkaar te tellen (zowel in amplitude als in fase) wordt de bundel van de totale antenne opgebouwd. Deze antennebundel zal gefixeerd in een bepaalde richting in de ruimte wijzen. Door de onderlinge faserelatie tussen de antenne-elementen te beïnvloeden zal de richting van de antennebundel veranderen.
Wanneer niet alleen de fasedraaiers, maar ook vermogensversterkers en lageruisversterkers per antenne-element toegevoegd zijn wordt het systeem een actieve phased array genoemd. De combinatie van vermogensversterker en lageruisversterker wordt Transmit Receive module (TR-module) genoemd.
Het voordeel van een phased array is dat zo'n systeem geen mechanische constructie meer nodig heeft om de antennerichting te veranderen. Het systeem wordt, vrijwel traagheidsloos, elektronisch gestuurd.
Daarnaast heeft een actieve phased array het voordeel dat het vermogen in plaats van centraal decentraal opgewekt wordt. Bij random uitval van ongeveer 10% van de antenne-elementen van een array met veel elementen verandert de antennebundel niet noemenswaardig, alleen het zendvermogen neemt met 10% af en daarmee wordt ook de maximale detektie-afstand van doelen iets minder.
Naast de mogelijkheid de antennebundel nagenoeg traagheidsloos elektronisch te sturen kan de betrouwbaarheid toenemen bij actieve phased array's. Met name in operationele omstandigheden kunnen deze twee elementen zeer belangrijk zijn.

3.4 Het radarsysteem

Het radarsysteem kan beschreven worden aan de hand van figuur 4.

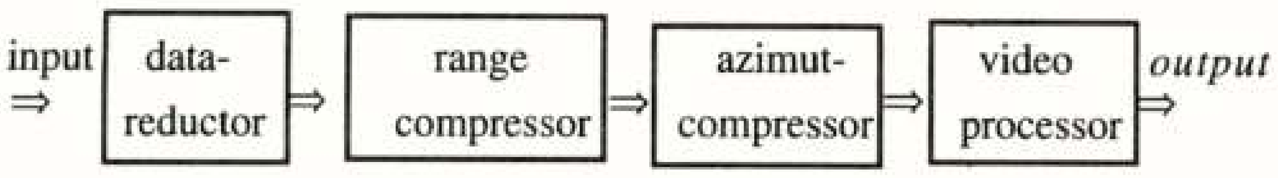


figuur 4: Blokschema van een SAR-systeem.

In deze figuur zijn het radargedeelte, de bewegingsopnemers, de digitaliseringsunit met de recording en een real time SAR-processor te onderscheiden. De real time processor is in het huidige systeem nog optioneel. Er wordt momenteel aan de realisatie van zo'n processor gewerkt. De radardata wordt momenteel na de vlucht in een off-line SAR-processor verwerkt tot een beeld. Voor veel toepassingen is dit voldoende, met name bij metingen aan objecten die niet veel in de tijd variëren, zoals het monitoren van gewassen of cartografietoepassingen. Echter in operationele toepassingen waarin direct actie genomen moet worden zal de processing ook real time moeten zijn. Hierbij kan gedacht worden aan opsporing van olielozingen door schepen op zee of toepassingen in een crisis-situatie.

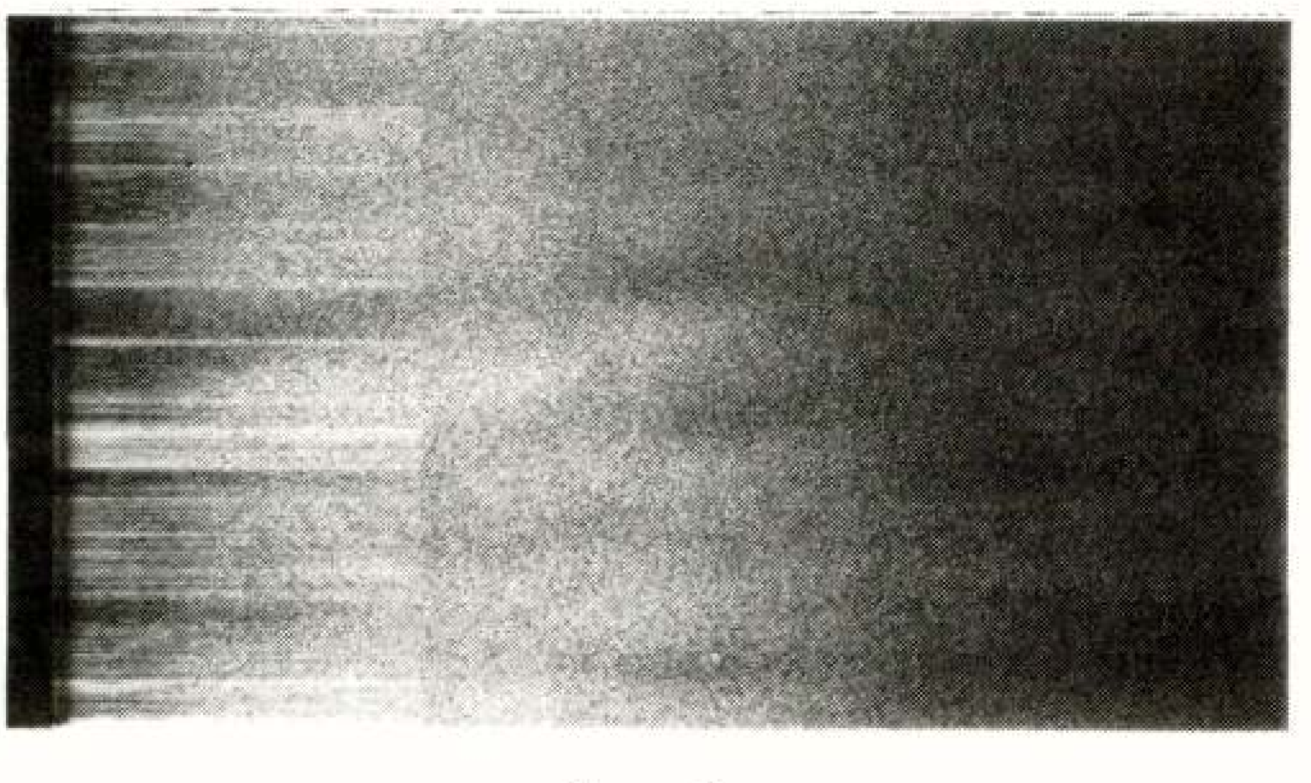
3.5 SAR-processing

Qua functionele opzet verschillen de off-line en de real-time SAR-processor niet. De processing-stappen die nodig zijn om tot een beeld te komen zijn dezelfde en deze zullen aan de hand van het blokschema in figuur 5 en de resultaten in figuur 6 uitgelegd worden.

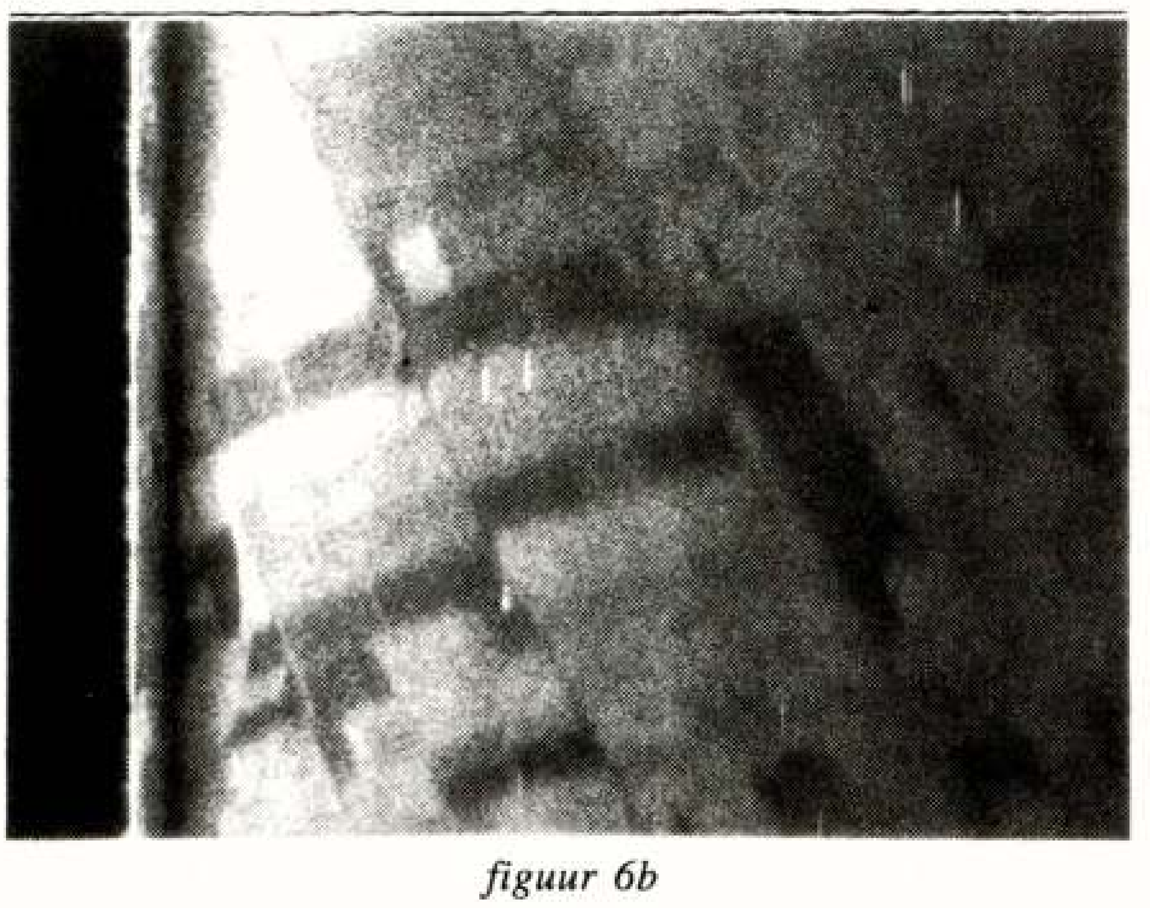


figuur 5: Blokschema van de SAR-processor.

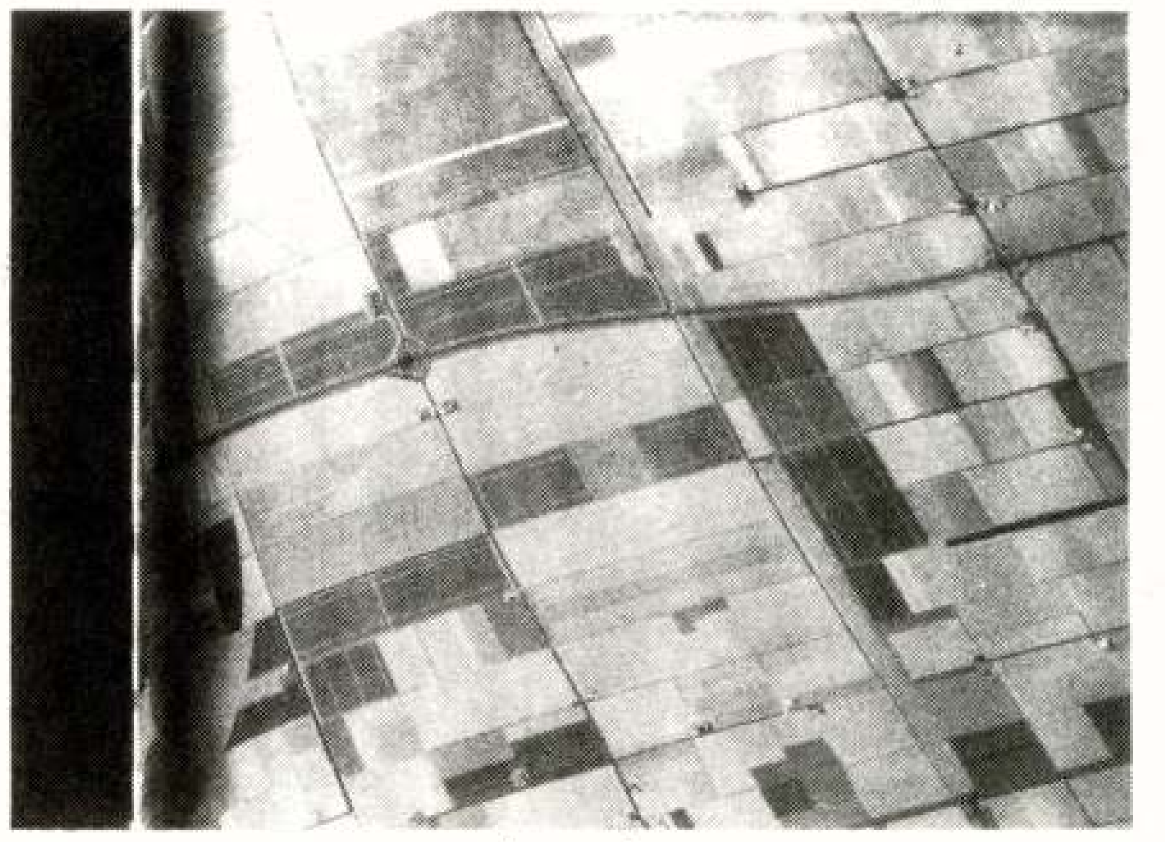
Aan de ingang komt het 'ruwe' radarsignaal binnen in de datareductor, die als functie heeft de data-rate te beperken waarbij ook gefilterd wordt. Uitgaande van het PHARUS-systeem met een bandbreedte van 100 MHz (off-set IF) wordt het signaal met 250 MHz gesampled met 8 bits. Na de reductor is de data rate beperkt tot 3 Msamples/s. Wordt deze data direct op een beeldscherm gezet zonder de overige bewerkingen dan ontstaat figuur 6a. Aan de linkerkant heeft het vliegtuig van boven naar beneden gevlogen, waarbij de antenne naar rechts gericht was. Dit geldt voor alle radarbeelden in figuur 6.



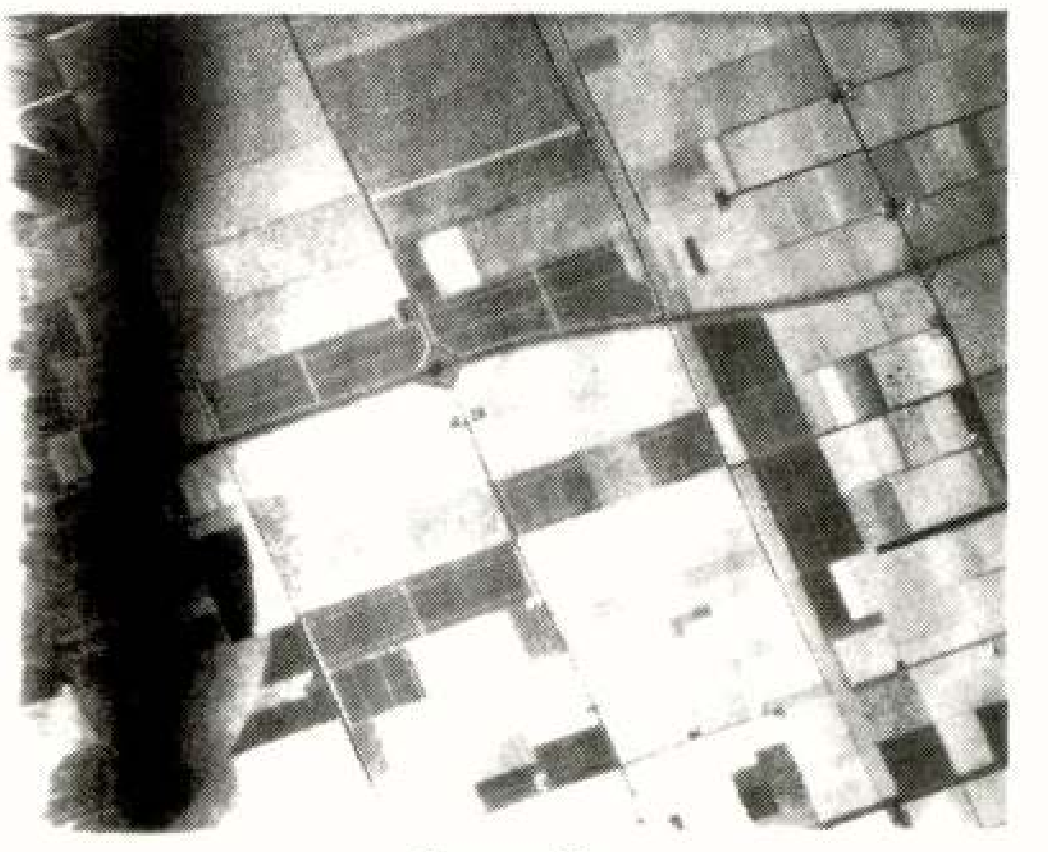
figuur 6a



figuur 6b



figuur 6c



figuur 6d

figuur 6: Resultaten na elke stap in de SAR-processing.

In figuur 6a is de grondecho te zien, maar verder zit er in het beeld geen informatie. De data uit de reductor wordt in de range compressor verder bewerkt door het uitvoeren van de pulscompressie van de ontvangen data. Als gevolg van deze bewerking wordt de signaal-ruis-verhouding van de doelen aanzienlijk verbeterd. In het beeld (figuur 6b) dat na deze bewerking ontstaat is het contrast aanzienlijk verbeterd. De te onderscheiden doelen zien er in dit zogenaamde SLAR-beeld (Side Looking Airborne Radar) uit als lijnen, die steeds groter worden naarmate de afstand tot het vliegtuig groter wordt. Voor deze bewerking zijn $750 x 10^6$ vermenigvuldigingen per seconde nodig voor het afbeelden van een beeld van 5 bij 5 kilometer. Het onderscheidend vermogen in range is na de bewerking 1 meter.

Als volgende stap wordt de azimutcompressie uitgevoerd. De bewerking in dit blok lijkt op de bewerking van het pulscompressieblok, alleen nu in de vliegrichting. Na deze bewerking ontstaat er een radarbeeld dat lijkt op een landkaart (figuur 6c). Voor deze laatste bewerking zijn globaal $5 x 10^9$ vermenigvuldigingen per seconde nodig om een beeld van 5 bij 5 kilometer met een onderscheidend vermogen van 1 bij 1 meter te berekenen. De laatste stap van de bewerking is een videoprocessor om het radarbeeld geometrisch te corrigeren en te kunnen presenteren aan de gebruiker (figuur 6d).

Het moge duidelijk zijn dat het ontwikkelen van een real-time SAR-processor geen eenvoudig karwei is, gezien de grote hoeveelheden data en de vele bewerkingen die op deze data nodig zijn voordat een beeld ontstaat. Echter het maken van mooie radarbeelden is meestal niet het einddoel van een gebruiker, maar zal meer specifiek gericht zijn op bepaalde toepassingen zoals olieopsporing, doelopsporing, meting van stromingsprofielen, cartografie, etc. Voor het interpreteren van de radardata is een zekere deskundigheid vereist, gezien het

feit dat het radarbeeld niet in het optische gebied maar in het microgolfgebied gemaakt is. De verschijnselen die daar optreden hebben vaak een ander gedrag dan op grond van onze ervaring in het optische gebied verwacht wordt. Eigenlijk moet je opnieuw leren kijken en interpreteren. Op het TNO-FEL is hiervoor een aparte Remote Sensing afdeling die hieraan onderzoek doet. Als voorbeeld van verschillende verschijnselen in een opgenomen SAR-beeld is figuur 7 opgenomen.

Voor het opsporen van alleen puntdoelen zonder informatie van de omgeving wordt het bereik vele malen groter. Het radarsysteem heeft een autocalibratie mode om ieder afzonderlijk TR-module ook tijdens de vlucht te kunnen karakteriseren. De systeemcalibratie wordt met behulp van actieve en passieve transponders op de grond uitgevoerd.



figuur 7: SAR-opname gemaakt met het PHARUS-testbed van IJmuiden.

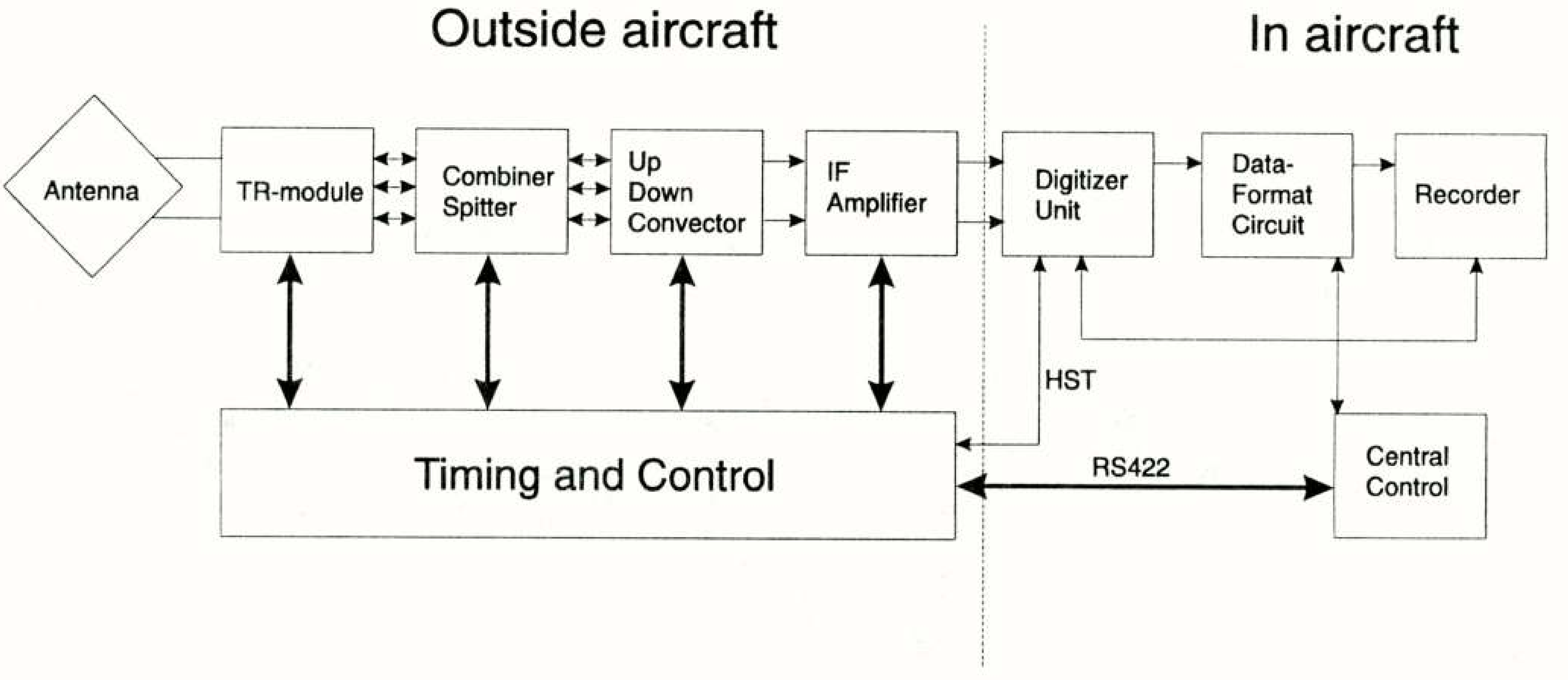
Dit is een radarbeeld van IJmuiden waarin zee-, duin-, stad- en industriegebied te zien zijn, die elk een andere radarreflectie geeft. Het maakt dus uit waar naar gekeken wordt en welke toepassing gewenst is.

4. Specificaties

PHARUS is een actief phased array polarimetrische SAR met als werkfrequentie 5,3 GHz (C-band). Dit is dezelfde werkfrequentie als van de ERS-1 satelliet. Het PHARUS-systeem is modulair van opzet en bestaat in de huidige configuratie uit 48 TR-modules, maar is uitbreidbaar naar 96 TR-modules. Als antenne wordt een patchstraler gebruikt die geïntegreerd is in elke TR-module. De systeembandbreedte bedraagt 45 MHz, maar het radargedeelte is ontworpen voor 100 MHz bandbreedte. Voor gebruik van 100 MHz zal de digitaliseringsunit aangepast moeten worden. Voor gedistribueerde doelen is het bereik ongeveer 30 km bij een gevoeligheid γ van -30 dB.

5. Hardware

In figuur 8 is het blokschema van het PHARUS-systeem gegeven. Hierin zijn de TR-module met het antenne-element, de combiner/splitter, de up/down converter, de IF-amplifier, de digitaliseringsunit, de frequentiegenerator en de besturing te zien. In het blokschema zijn drie kanalen getekend, te weten het horizontale (RH) , het verticale (RV) ontvangstkanaal, welke gecombineerd is met het zendkanaal (TR), en een apart calibratiekanaal (CAL). Tijdens zenden wordt één van de twee polarisaties uitgezonden en tijdens ontvangst worden beide polarisaties ontvangen. Om een goede werking van het systeem te kunnen garanderen wordt m.b.v. het calibratiekanaal iedere module afzonderlijk op zijn werking gecontroleerd. Dit gebeurt door het meten van het zendsignaal tijdens de zendmode en het injecteren van signalen in de ontvangstmode.
Mechanisch gezien is de TR-module opgebouwd als een sandwichconstructie. Het bestaat uit meerdere functionele lagen, te weten de digitale controle-pcb, de analoge pcb voor besturing van de micro-

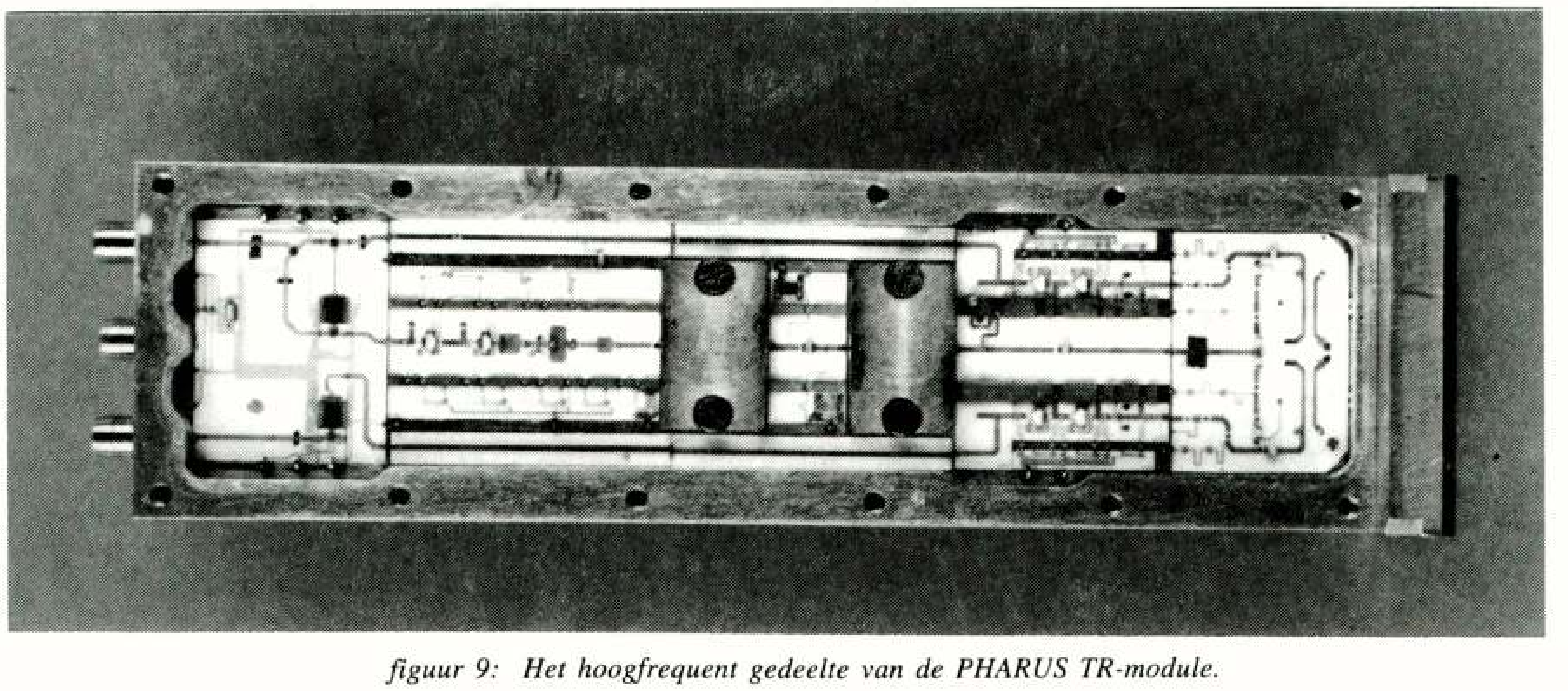


figuur 8: Blokschema van het PHARUS-systeem.

golf componenten en de microgolfcircuits met zijn meegeïntegreerde planaire antenne. In figuur 9 zijn de microgolfcircuits te zien van een uitontwikkelde TR-module, die opgebouwd is uit een zes-traps vermogensversterker, twee lageruisversterkers en twee op het TNO-FEL ontwikkelde hoogfrequent IC's (MMIC's) die nodig zijn voor de fase- en amplitude-instelling van de TR-module tijdens de zend- en de ontvangst-mode.

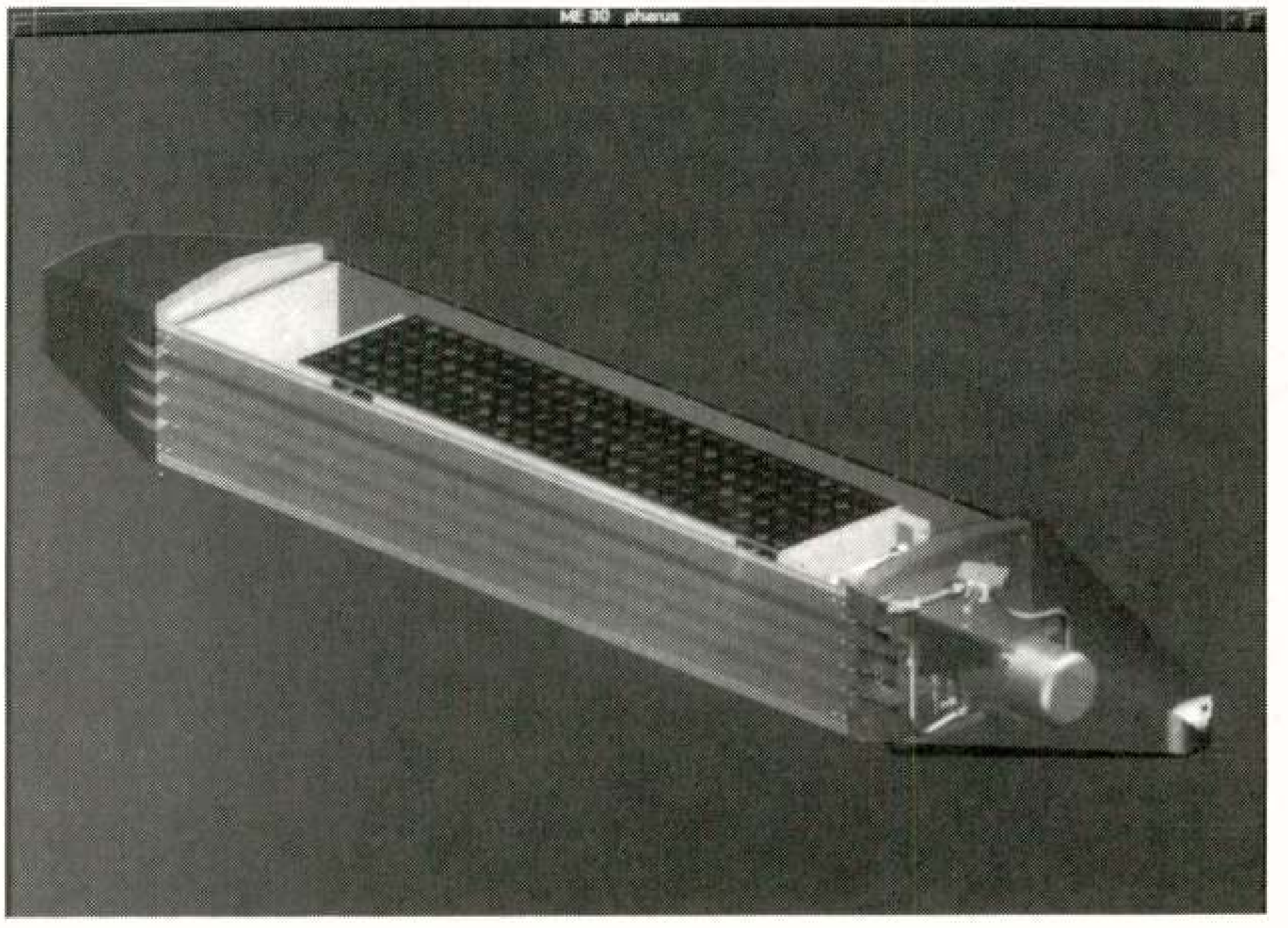
Het radarsysteem is geheel met 3D-CAD technieken ontworpen. In figuur 10 toont een 3D-CAD tekening aan hoe het radarsysteem er uiteindelijk inwendig uit komt te zien.

In totaal zijn 6 rijen van 26 antenne-elementen te zien. De buitenste rand van antenne-elementen zijn dummy-antennes om ervoor te zorgen dat alle actieve elementen omgeven zijn door patchstralers waarmee ze allemaal hetzelfde gedrag vertonen in het array.



figuur 9: Het hoogfrequent gedeelte van de PHARUS TR-module.

Door het manipuleren van de fase en de amplitude van het signaal per TR-module kan de uitgezonden of ontvangen antennebundel in respectievelijk richting en vorm beïnvloed worden. In de TR-module zijn twee van deze MMIC's aanwezig, een voor ieder ontvangst-kanaal, waarvan een MMIC ook gebruikt wordt tijdens de zendmode.



figuur 10: 3D-CAD tekening van het PHARUS-systeem.

In figuur 11 is op de achtergrond een houten mock-up van het radargedeelte aan het Citation-vliegtuig van het NLR te zien. De radar wordt ongeveer 2,5 meter lang en het gewicht zal ongeveer 250 kg bedragen.



figuur 11: Op voorgrond het testbed aan de Metro II en op de achtergrond de PHARUS mock-up aan de Citation.

Op de voorgrond is het testbed aan de METRO II van het NLR te zien. Hiermee zijn meerdere vluchten uitgevoerd.

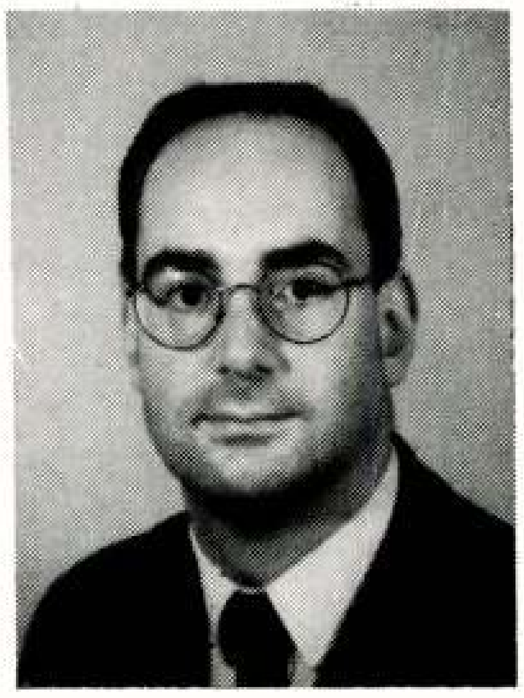
6. Conclusie

Met de huidige stand van de technologie is het mogelijk een geavanceerd coherent radarsysteem te realiseren, zoals aangetoond is met de realisatie van een actieve phased array C-band SAR testbed in de definitiefase van het PHARUS-project. In de realisatiefase zal het PHARUS project een actieve phased array polarimetrische C-band SAR-systeem opleveren. Hiervoor moest met name de TR-module verder geïntegreerd worden dan bij het testbed nodig was.
Interpretatie van de radardata behoeft een zekere deskundigheid. Hieraan wordt op het TNO-FEL apart onderzoek gedaan door de Remote Sensing groep.
Als alles volgens planning verloopt zal met het systeem de eerste proefvlucht eind 1994 plaatsvinden. Daarna zullen uitgebreide proeven uitgevoerd worden om de specificaties van het systeem te verifiëren.

Voordracht gehouden tijdens de 421e werkvergadering

ANTENNEPATRONEN METEN MET BEHULP VAN DE NABIJE-VELD METHODE

ir. M.H.A. Paquay
Fysisch en Elektronisch Laboratorium TNO



Near Field Measurement: a new method to determine Antenna Radiation Patterns. To determine the radiation patterns, the Antenna Under Test has to be exposed to a plane electromagnetic wave. The classical approaches are treated shortly, followed by an explanation of a more recent developed method, called Near Field Measurement. In this method, the plane wave is composed in a synthetic way by a small probe antenna in the vicinity of the Antenna Under Test. By means of a Fourier Transformation the measured Near Field is transformed into the Far Field Radiation Pattern. The advantages and disadvantages as well as some aspects concerning the accuracy are treated.

Antennes worden over het algemeen gebruikt om elektrische signalen over te dragen over grote afstanden. Het stralingspatroon bepaalt hoe geschikt een antenne voor een bepaalde toepassing is. Het klinkt triviaal om te eisen van een antenne dat hij zoveel mogelijk energie straalt in de richting van het doelgebied en zo weinig mogelijk daarbuiten. In de praktijk is dat nog niet zo eenvoudig. Denk maar eens aan een TV-satelliet waarvan men wenst dat die slechts een bepaald land bedient. Het grondstation mag maar 1 satelliet zien en vooral niet diens buurman die dezelfde frequentie gebruikt. Bij radar wenst men alleen de doelen te belichten en niet het zee- of landoppervak. Bij deze laatste voorbeelden is het ook duidelijk dat gevoeligheid in andere richtingen stoorsignalen oplevert.

Om het stralingspatroon op grote afstand te bepalen ligt het voor de hand om dit ook op grote afstand te meten. In de praktijk staan communicatie-antennes enkele tientallen tot duizenden kilometers van elkaar verwijderd. De uitgezonden golven, die zich in principe bolvormig verspreiden, zijn ter plaatse van de ontvangstantenne zo goed als vlak. D.w.z. ze hebben een vlak fasefront loodrecht op de voortplantingsrichting en ook een uniforme amplitude. Deze situatie zal bij het meten van het stralingspatroon zo goed mogelijk nagebootst moeten worden. Overigens zijn vrijwel alle passieve antennes reciprook en maakt het niet uit of ze in de zend- of ontvangstmode bemeten worden. De stralingspatronen zijn in beide situaties identiek. Alhoewel dit al langer werd aangenomen op basis van experimenten is dit pas in 1974 ook theoretisch aangetoond en wel door prof. de Hoop uit Delft [1]. Voor actieve antennes, zoals PHARUS en APAR, geldt dit overigens niet, maar dit komt dan door de elektronica die geïntegreerd is met de straler.

Bij antennemetingen kan de genoemde vlakke-golfbenadering op verschillende manieren gerealiseerd worden. Klassiek is de zgn. Verre Veld Range. Men plaatst de te testen antenne (Eng. Antenna Under Test, AUT) en de meetantenne dan inderdaad ver uit elkaar. Deze afstand is in de praktijk enkele honderden meters. Dit is uiteraard slechts een benadering van de communicatieafstanden van enkele tientallen tot duizenden kilometers maar de fout is acceptabel. Als vuistregel voor de minimumafstand R tussen de antennes neemt men

$$R > 2D^2/\lambda \qquad (1)$$

waarbij D de afmeting van de antenne is en λ de gebruikte golflengte. De maximale fasefout t.o.v. een echte vlakke golf is dan $\lambda/16 = 22{,}5°$. Hansen [2] laat echter zien dat deze afstand niet toereikend is voor lage zijlusantennes. Voor dergelijke systemen dient de afstand vergroot te worden. Tabel 1 geeft een overzicht van de dan vereiste afstanden, als men het zijlusniveau met een maximale fout van 1 dB wil bepalen.

Tabel 1

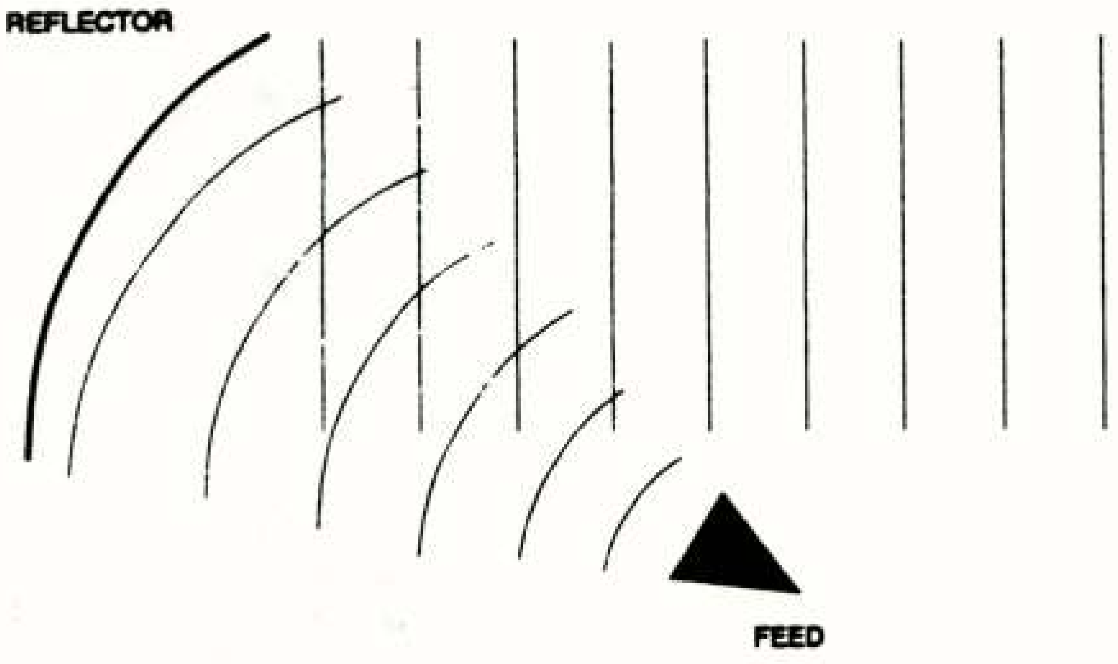
Zijlus-niveau	verre veld afstand	maximale fasefout
-20 dB	$2D^2/\lambda$	22,5°
-30 dB	$4D^2/\lambda$	11,2°
-40 dB	$6D^2/\lambda$	6,1°

Daarbij komt de eis dat stoorsignalen nog eens ca. 25 dB onder het zijlusniveau moeten liggen. De voornaamste stoorbron vormt de omgeving daar deze voor ongewenste reflecties zorgt. Nu bestaat er wel Radar Absorberend Materiaal (RAM) maar het is in de praktijk ondoenlijk en onbetaalbaar om een meetbaan van enkele hectaren af te dekken met RAM. Als men dan verder nog denkt aan de wisselende weersomstandigheden en de invloed van stoorbronnen zoals scheepsradars en vonkende pantograven van trams en treinen, dan is de behoefte aan metingen binnenshuis wel duidelijk.

De antennemeetkamers zijn voorbeelden van Verre Veld Ranges die zich in gebouwen bevinden. De kamers bestaan meestal uit een metalen omhulling (kooi van Faraday) om de straling van externe bronnen te weren. Van binnen zijn deze kamers geheel bekleed met RAM. Een verre veld afstand van 7,5 m is al groot voor een kamer terwijl de antennes op bv. 10 GHz dan toch nog niet groter mogen zijn dan ca. 35 cm. Deze faciliteiten zijn dus alleen geschikt voor kleine antennes, zoals de belichtingshoorn (feed) van reflectorantennes of een basiselement van een array antenne. Deze onderdelen van een groter systeem dienen vaak wel goed gekarakteriseerd of geoptimaliseerd te worden alvorens ze in het grotere systeem toegepast kunnen worden.

Als eerste alternatief voor grotere antennes heeft men de Compact Range bedacht. Men maakt hier gebruik van het geometrisch principe dat een bolvormige golf na reflectie tegen een (omwentelings) parabool een vlakke golf is als het middelpunt van de bol en het brandpunt van de parabool samenvallen. Figuur 1 illustreert dit. Dit geldt uiteraard slechts voor een gebied zo groot als de parabool. Op

deze wijze bereikt men de vlakke golf benadering al na een relatief korte afstand en kan de hele meetfaciliteit tamelijk compact blijven en daardoor binnen worden gebouwd.

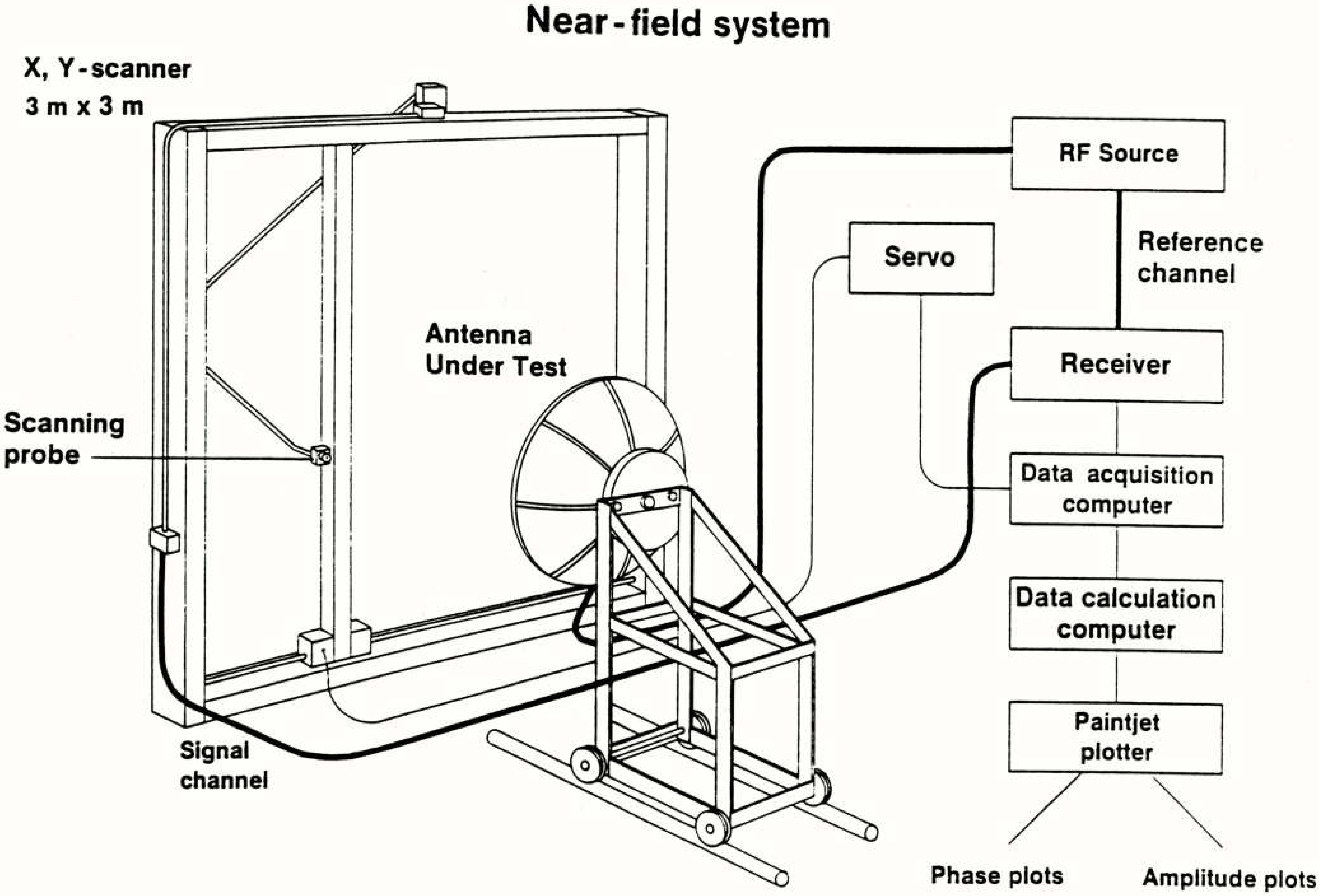


Figuur 1 Principe van een Compact Range

De kwaliteit van zo'n Compact Range hangt nu o.a. af van de nauwkeurigheid van de parabolische reflector en de kwaliteit van het RAM aan de wanden. Verder vormen de randen van de reflector nog een foutenbron maar deze invloed bestrijdt men door de randen een getande vorm te geven. In Nederland zijn er diverse van deze hoogwaardige meetfaciliteiten, waarbij de faciliteit bij ESTEC, Noordwijk qua afmetingen er met kop en schouders boven uitsteekt. Met reflectoren van ca. 15 x 15 meter betekent "Compact" toch alles behalve klein.

Het is tegenwoordig modern om alles kunstmatig te doen of te simuleren. Zo is het ook mogelijk om met een rij gelijktijdig zendende puntbronnen ook lokaal een vlakke golf op te wekken. Deze vlakke golf is ongeveer zo groot als het puntbronnengebied. Deze vlakke golf dient tenminste het blikveld van de AUT te omvatten. Hoe korter we dus de AUT kunnen naderen, des te kleiner hoeft het puntbronnengebied te zijn. Kort bij de antenne bevinden zich echter ook niet-propagerende veldcomponenten. Deze zullen nooit in het verre veld terecht komen en dienen dus ook niet gemeten te worden. In de praktijk blijkt dat de afstand AUT-puntbronnen minimaal 3 golflengtes dient te zijn. Uiteraard is dat gebied nog steeds het nabije veld van de AUT.

Alhoewel hierboven is uitgegaan van een rij gelijktijdig zendende puntbronnen kan dit in de praktijk ook gerealiseerd worden door 1 puntbron achtereenvolgens op de verschillende posities te laten zenden. Volgens het superpositiebeginsel mogen alle responsies bij elkaar worden opgeteld om hetzelfde resultaat te krijgen. In de praktijk ziet zo'n nabije veldfaciliteit er dan ook uit als een uit de kluiten gewassen vertical X-Y-schrijver waar i.p.v. een pen een kleine antenne wordt verplaatst. Om verwarring met de AUT te voorkomen wordt deze kleine antenne verder de probe genoemd. De X-Y-"schrijver" zal verder worden aangeduid als de scanner. Bij het Fysisch en Elektronisch Laboratorium (FEL) van TNO werd al in de jaren 70 een scanner van 3 x 3 m gebouwd (zie figuur 2). Hiermee was het FEL een van de eersten, zeker in Europa. In de loop der jaren zijn er voortdurend modificaties en verbeteringen aangebracht, een onvermijdelijk gevolg van vooroplopen.



Figuur 2 De nabije veldfaciliteit van het TNO-FEL

Terug naar de theorie. Als de probe op alle punten een veld met gelijke fase uitzendt, ontstaat er synthetisch een vlakke golf evenwijdig aan de scanner, dus met een voortplantingsrichting loodrecht op de scanner. De samengestelde responsie correspondeert dan ook met de ontvangstgevoeligheid van de AUT in die richting. Een golf met een andere voortplantingsrichting kan gesynthetiseerd worden door de probe met toenemende fase per meetpunt te laten uitzenden, in feite dezelfde techniek als waarmee een phased array antenne zijn bundel kan laten scannen. Het is echter ook mogelijk om de eerste set responsies te nemen, van de meting met gelijke fases, en er softwarematig een faseverloop op aan te brengen. Dit kan herhaald worden voor iedere richting van de invallende golf. Dus één set meetpunten is voldoende om het stralingsdiagram in alle richtingen te berekenen. De relatie tussen het gemeten nabije veld en het verre veld blijkt een Fourier-transformatie te zijn. Voor diegenen die zich verder in de theorie willen verdiepen is een zeer heldere publicatie van J.J. Wang aan te bevelen [3]. Overigens vormt dit artikel een onderdeel van een speciaal nummer betreffende nabije veldmetingen [4]. Door toepassing van Fast Fourier Transform (FFT) algoritmen kan op een moderne PC het totale verre veld in alle θ en ϕ richtingen, of zo U wilt azimut en elevatie, in enkele minuten berekend worden. Dit is een van de grote voordelen van deze methode.

Andere voordelen zijn dat ook deze metingen binnen zijn uit te voeren en dat de AUT tijdens de metingen stil blijft staan in zijn natuurlijke positie. Als men op een Verre Veld Range of een Compact Range het elevatiepatroon wil meten, dan roteert men de AUT 90° om zijn normaalrichting en tijdens de meting draait men hem dan om de verticale as. De feedhoorn van een reflectorantenne kan door deze onnatuurlijke positie van plaats veranderen en dus niet meer in het brandpunt staan. Het moge duidelijk zijn dat het aldus gemeten elevatiepatroon niet overeenstemt met de werkelijkheid. Een ander belangrijk voordeel van een Nabije Veldmeting is dat het gemeten nabije veld een goede afspiegeling is van het veld in de apertuur van de AUT. Als er defecten optreden, zoals deuken of roestplekken bij een reflectorantenne of defecte elementen bij een array antenne, dan is dit uit de nabije velddata te halen, inclusief een plaatsindicatie. Deze diagnosemogelijkheid is zeer nuttig bij onderhoud, reparatie en afregeling van een antenne.

Natuurlijk zijn er ook nadelen. De meetinstallatie en de software zijn een stuk complexer dan bij de conventionele meetranges. Verder is er geen quick-look mogelijkheid. Als voordeel is genoemd dat na een scan het veld in alle richtingen bekend is, maar daartegenover staat dat ook een volledige scan moet worden uitgevoerd om het veld in één richting te bepalen. Maar over het algemeen is de meettijd van 2 à 3 uur relatief gering t.o.v. de tijd die nodig is om de antenne op een range te plaatsen en uit te richten. Een ander nadeel is de beperkte afmeting van de scanner. Die vangt dus niet het veld op in alle richtingen. De resultaten zijn maar geldig tot bv. ±70°. Omnidirectionele antennes kunnen dus voor een planaire (vlakke) scanner niet worden doorgemeten. Hiervoor zijn de zgn. cylindrische en sferische nabije veldscanners ontwikkeld die het veld respectievelijk op een cylinder en een bol rondom de AUT meten. Deze installaties zijn een stuk gecompliceerder dan de planaire methode. Als laatste nadeel zou ik willen wijzen op de mogelijk optredende meervoudige reflecties tussen de AUT en probe die aardig roet in het eten kunnen gooien.

De nauwkeurigheid van de Nabije Veldmethode is zeer groot. Ter vergelijking een getallenvoorbeeld. In tabel 1 staat dat voor een 40 dB zijlusantenne de fasefout maximaal 6° mag zijn. Bij 10 GHz is de golflengte 30 mm dus de positiefout van de scannner mag maximaal 0,5 mm zijn. Meestal zijn de scanners een stuk nauwkeuriger. Als voorbeeld de 3 x 3 m scanner van het FEL. Deze is een factor 5 - 10 nauwkeuriger. Tegenwoordig is het gebruikelijk om bij grote scanners de positie van de probe m.b.v. laserinterferometers te bepalen en in de dataprocessing voor de afwijking te corrigeren. Ook de signaal-ruis verhouding neemt met zo'n 30 dB toe doordat geïntegreerd wordt over tienduizenden meetpunten. Ongecorrelleerde fouten middelen daardoor grotendeels uit.

Conclusies

Door het nabije veld van een antenne te meten kan het verre veld zeer nauwkeurig berekend worden. Mede daardoor, en door enkele andere inherente voordelen, wint deze methode snel aan populariteit ondanks de hoge kosten. Soms zelfs blijken conventionele meetranges niet mogelijk of minstens even duur als men dezelfde kwaliteit wil halen.

Referenties

[1] A.T. De Hoop, "Power reciprocity in antenna theory", Proc. IEE, Vol. 121, no. 10, October 1974, pp 1051-1056

[2] R.C. Hansen, "Measurement Distance Effects on Low Sidelobe Patterns", IEEE Trans. AP., Vol. 32, June 1984, pp 591-594

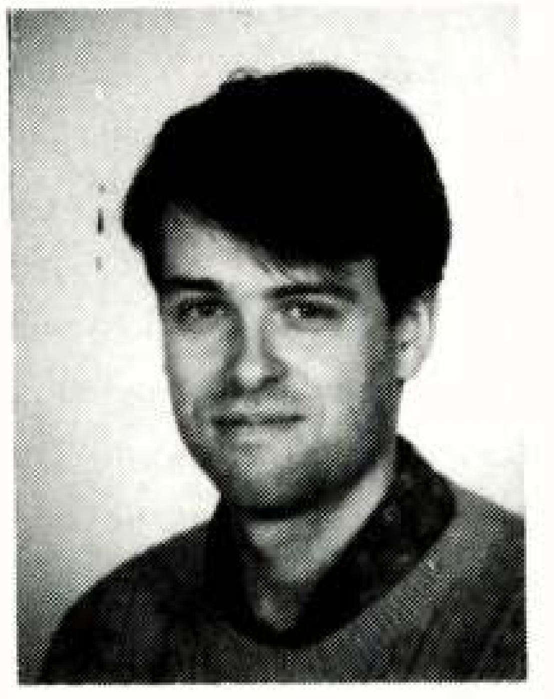
[3] J.J.H. Wang, "An Examination of the Theory and Practices of Planar Near-Field Measurement", IEEE Trans. AP., Vol. 36, June 1988, pp 746-753

[4] Special issue on near-field scanning techniques, IEEE Trans. AP., Vol. 36, June 1988

Voordracht gehouden tijdens de 421e werkvergadering

MICROSTRIP PHASED ARRAY ANTENNES

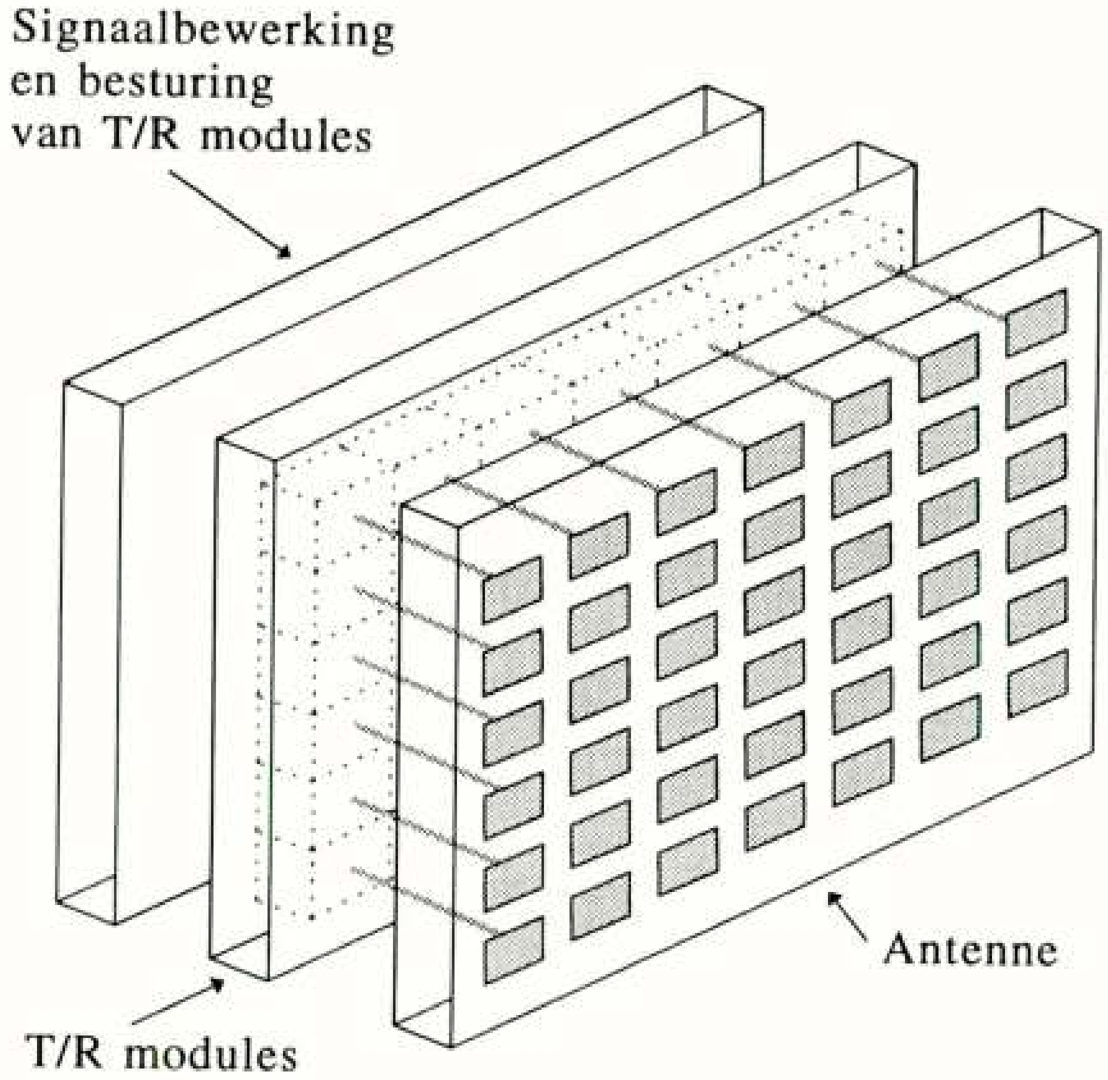
ir. A.B. Smolders
Vakgroep Elektromagnetisme
Technische Universiteit Eindhoven



Microstrip phased array antennas
A method is presented for the analysis of finite arrays of (stacked) microstrip antennas. The method is based on the well-known "method of moments" and includes surface waves and mutual coupling between array elements. It is shown that mutual coupling between array elements affects the input reflection coefficient of each array element and deteriorates the radiation pattern of the total array. Several microstrip configurations are investigated. In addition, some experimental results will be compared with calculations.

1. Inleiding

Reflectorantennes, hoornantennes en draadantennes zijn enkele zeer bekende antenneconcepten die op dit moment voor allerlei toepassingen gebruikt kunnen worden. Zowel reflector- als hoornantennes hebben in het algemeen een stralingsdiagram met een vrij smalle bundelbreedte (sterke richtingsgevoeligheid) en hebben dus een hoge antennewinst (gain). De hoofdbundel van een reflector- of hoornantenne kan in een bepaalde richting gestuurd worden door gebruik te maken van een mechanisch stuurmechanisme. Dit betekent dat het niet mogelijk zal zijn om tegelijkertijd of zonder veel tijdverlies met verschillende doelen in de ruimte te communiceren. Bovendien zijn dit soort mechanische constructies vaak erg duur en gecompliceerd. Het maakt deze antennes dan ook minder geschikt voor bijvoorbeeld mobiele (satelliet-) communicatie. Vertikale draadantennes zijn omnidirectioneel in een horizontaal vlak, maar hebben een erg lage antennewinst, zodat ze maar voor een beperkt aantal toepassingen geschikt zijn. Blijkbaar zijn er toepassingen waarvoor deze conventionele antenneconcepten niet gebruikt kunnen worden. Voor dit soort toepassingen zijn phased array antennes vaak wel bruikbaar.



Figuur 1.1: Het algemene phased array concept

Een phased array antenne combineert een hoge antennewinst met de mogelijkheid om met verschillende punten in de ruimte vrijwel tegelijkertijd te communiceren. De hoofdbundel van zo'n phased array antenne wordt namelijk elektronisch (en dus zeer snel) in een bepaalde richting gestuurd. Ook is het mogelijk om meerdere bundels tegelijkertijd te creëren. Een ander voordeel van dit type antenne is het feit dat deze i.h.a. plat zijn. In figuur 1.1 is het algemene concept van een phased array antenne getekend. Er kunnen nu drie essentiële lagen onderscheiden worden, nl. 1) een laag die de eigenlijke antenne bevat, 2) een laag waarin zich de zend- en ontvangstmodules bevinden (T/R modules) en 3) een laag waar de uiteindelijke signaalbewerking wordt verricht en waarin dus de richting van de hoofdbundel(s) bepaald wordt. De antenne bestaat uit een stelsel van elementaire antenne-elementen die in een (rechthoekig) rooster geplaatst worden. De totale antennewinst van een phased array antenne hangt af van het aantal elementen en van de antennewinst van een enkel element. Indien het aantal array-elementen M bedraagt, dan zal de antennewinst, in het geval dat de hoofdbundel in de voorwaartse richting staat, ongeveer gelijk zijn aan

$$G_t = 10 \log_{10} (M) + G_e \qquad (dB), \tag{1}$$

waarbij G_e de antennewinst in dB is van één enkel element, welke voor microstripantennes meestal tussen de 5 tot 7 dB ligt. Merk op dat de antennewinst in de praktijk wat lager zal zijn door o.a. mutuele koppelingen tussen de array-elementen en door verliezen in het voedingsnetwerk. Ieder array-element of een cluster van array-elementen (subarray) is verbonden met een T/R module. Kijken we nu naar enkele toepassingen waarvan de antenne eisen in tabel I van referentie [1] staan, dan zien we dat bijvoorbeeld voor mobiele satellietcommunicatie (INMARSAT voice) een array van minimaal 6 elementen nodig is terwijl voor radartoepassingen soms wel enkele duizenden elementen nodig zijn.

Als array-elementen kunnen microstripantennes gebruikt worden (zie ook [1,2]). Microstripantennes hebben een vrij vlak stralingsdiagram, hetgeen betekent dat de hoofdbundel van een array van microstripantennes over een vrij groot gebied gestuurd kan worden. Verder zijn microstripantennes goedkoop en eenvoudig te produceren en zijn ze erg licht en dun. Een ander voordeel is dat array's van microstripantennes ook eenvoudig te produceren zijn, met in de toekomst wel-

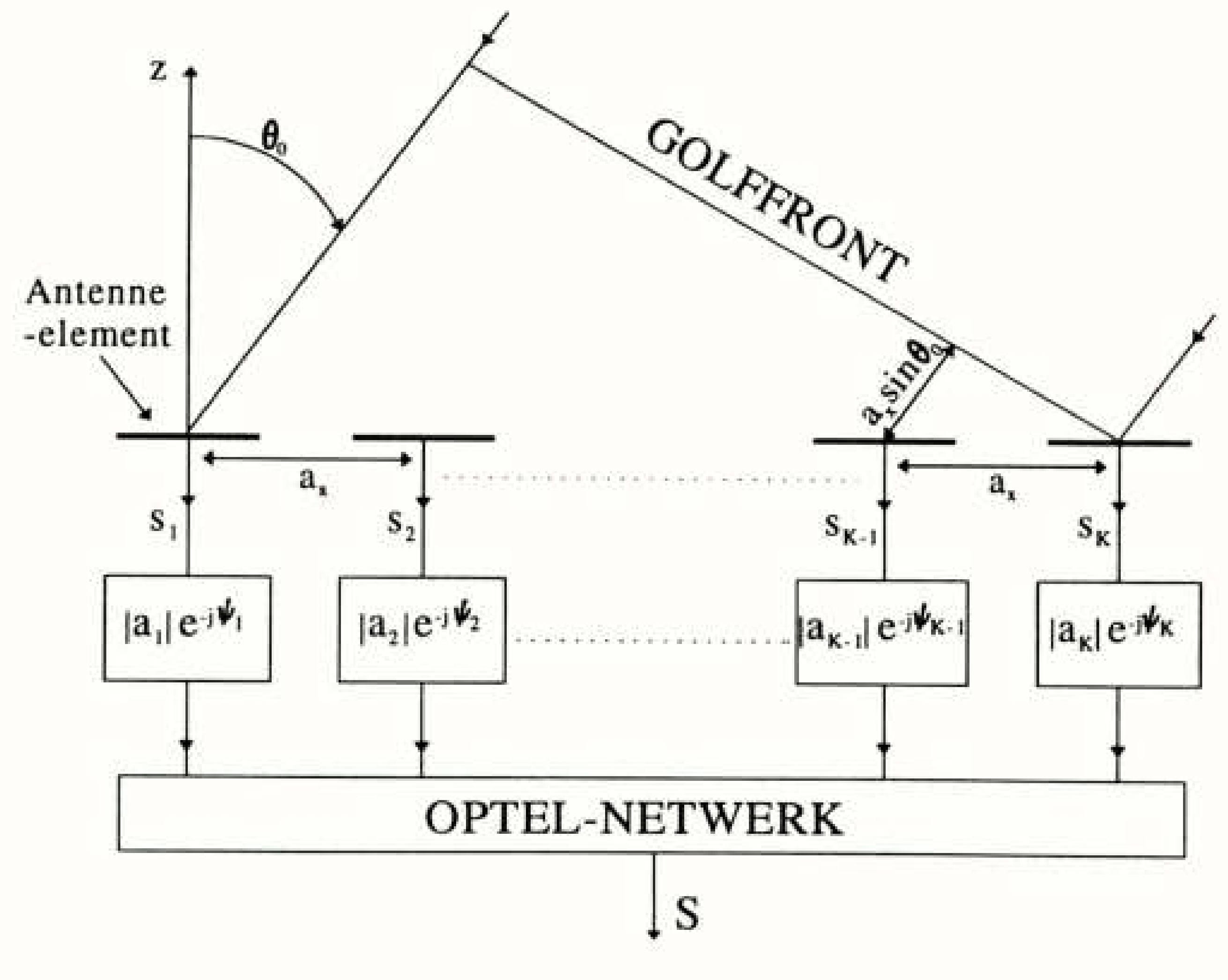
licht de mogelijkheid om het antennegedeelte van een phased array (zie figuur 1) te integreren met de daar achter liggende microgolf-elektronica m.b.v. MMIC fabricagetechnieken (Monolythic Microwave Integrated Circuits). Een nadeel van microstripantennes is meestal de beperkte bandbreedte en daardoor ook de gevoeligheid voor toleranties in de gebruikte materialen. In de afgelopen jaren is er daarom aan de TU Eindhoven in het kader van een STW project onderzoek verricht naar array's van microstripantennes met een grotere bandbreedte. In [1] zijn een aantal technieken besproken om de bandbreedte van een enkel element te vergroten. Een belangrijke vraag is nu natuurlijk of dit soort elementen ook in een array gebruikt kunnen worden. Door de onderlinge koppelingen tussen de elementen is het namelijk mogelijk dat de reflectiecoëfficiënt en het stralingsdiagram van de antennes verslechteren.

In het vervolg van dit artikel zal eerst in het kort een methode besproken worden waarmee (eindige) array's van microstripantennes geanalyseerd kunnen worden. Deze methode is vrij rigoureus van opzet, zodat ook de onderlinge koppelingen tussen de elementen alsmede andere verliezen in de analyse worden meegenomen. Daarna worden enkele resultaten besproken.

2. Analyse van een microstrip phased array antenne

i. Algemene werking van phased array's.

Voordat ingegaan wordt op array's van microstripantennes, is het wellicht interessant om de algemene werking van een array nader te onderzoeken. Het principe van een phased array is het eenvoudigst duidelijk te maken door naar een lineair array te kijken. Figuur 2.1 laat een lineair array van K identieke stralers zien. De afstand tussen de elementen is gelijk aan a_x. In eerste instantie nemen we aan dat de stralende elementen een isotroop stralingsdiagram hebben en dat er geen mutuele koppelingen tussen de elementen optreden.



Figuur 2.1: Lineair phased array met K elementen

We bestuderen de antenne in de ontvangstsituatie. Het array wordt dan tot leven gebracht door een vlakke golf die invalt onder een hoek θ_0. Het ontvangen signaal aan de klemmen van array-element k is dan (met tijdsafhankelijk volgens $\exp(j\omega t)$):

$$s_k = \exp(jk_0(k-1)\, a_x \sin(\theta_0)), \qquad \text{met } k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}, \tag{2}$$

waarbij het ontvangen signaal van antenne 1 genormaliseerd is op $s_1=1$. λ_0 is de golflengte in de vrije ruimte. De ontvangen signalen van de K elementen worden nu vermenigvuldigd met een zogenaamde excitatievector [a] in de 2e laag van het array. De elementen van [a] hebben de vorm:

$$a_k = |a_k| \exp(-j\psi_k). \tag{3}$$

Na optelling van de K signalen vinden we het uiteindelijk ontvangen signaal $S(\theta_0)$:

$$S(\theta_0) = \sum_{k=1}^{K} |a_k| \exp[jk_0(k-1)a_x \sin(\theta_0)]\ \exp(-j\psi_k). \tag{4}$$

$S(\theta_0)$ wordt de array-factor genoemd. Het maximum van deze factor treedt op als de fase-draaiing van ieder element gelijk is aan de fase van het ontvangen signaal:

$$\psi_k = k_0\, (k-1)\, a_x \sin(\theta_0). \tag{5}$$

Indien de hoofdbundel van het array gestuurd wordt over een hoek θ_0 door relatie (5) te gebruiken, dan zal de array-factor als functie van een willekeurige hoek θ de volgende gedaante hebben:

$$S(\theta) = \sum_{k=1}^{K} |a_k| \exp[jk_0(k-1)a_x(\sin(\theta)-\sin(\theta_0))]. \tag{6}$$

De array-factor is een periodieke functie van $\sin(\theta)$ met een periode λ_0/a_x . Hierdoor kan de array-factor meerdere maxima hebben in het gebied waarvoor geldt dat $-\pi/2 \le \theta \le \pi/2$.
Deze additionele maxima, die veroorzaakt worden door de periodiciteit in de array-factor, worden *grating lobes* genoemd. Hoe groter de afstand tussen de elementen, des te kleiner zal de afstand tussen twee grating lobes zijn. Grating lobes dienen uiteraard vermeden te worden. Er treden geen grating lobes op als de afstand tussen de elementen voldoet aan de volgende voorwaarde:

$$\frac{a_x}{\lambda_0} \le \frac{1}{1 + |\sin(\theta_0^{max})|}, \tag{7}$$

waarin θ_0^{max} de maximale scanhoek is van de hoofdbundel van het array. Indien de stralers in het array geen isotrope stralers zijn maar microstripantennes, dan zal het ontvangen signaal ook afhankelijk zijn van de richtingsgevoeligheid van een microstripantenne. Dit resulteert in

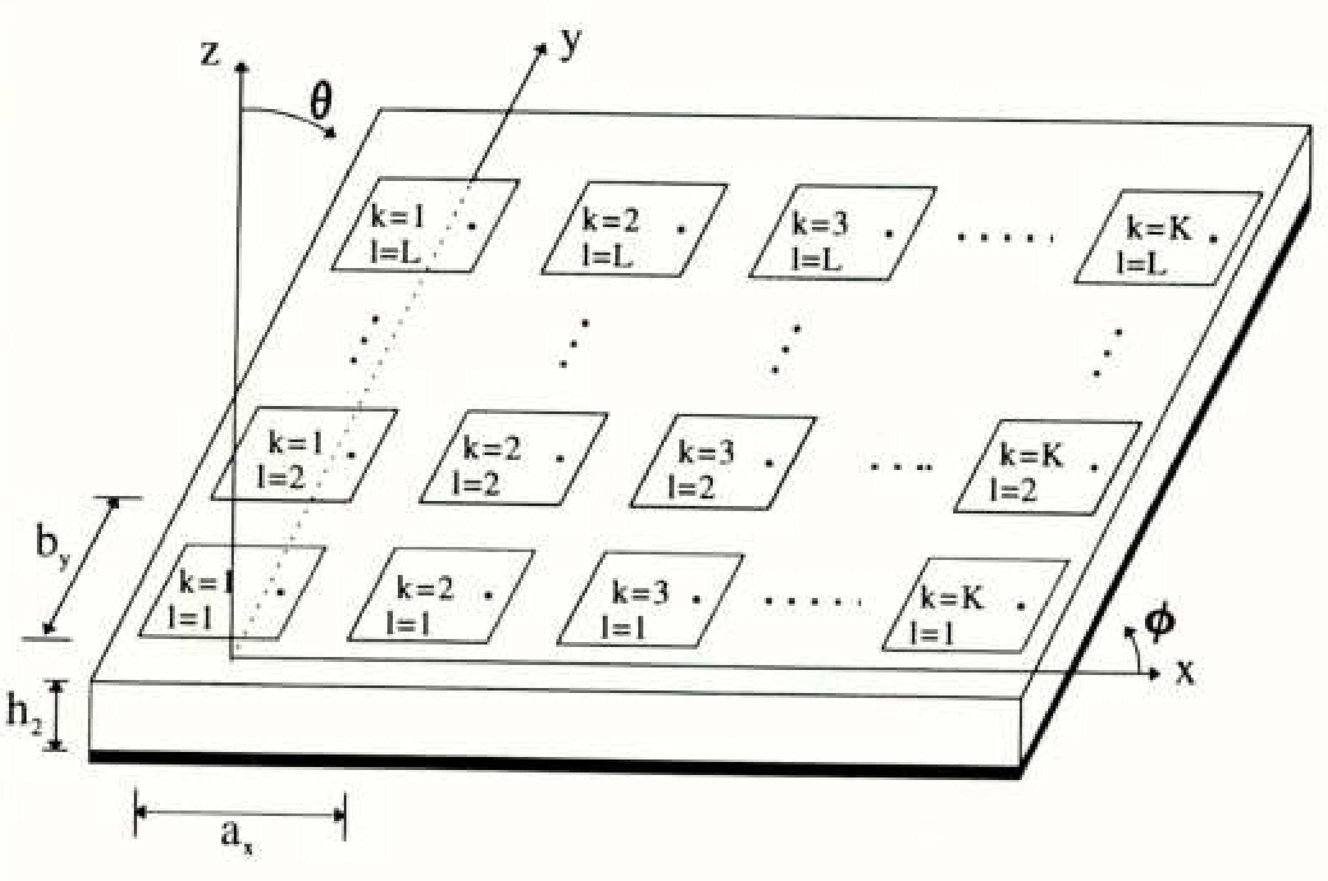
$$S(\theta) = S_e(\theta)\ S_a(\theta), \tag{8}$$

waarbij $S_e(\theta)$ de richtingsgevoelligheid aangeeft van één enkele microstripantenne en waarbij $S_a(\theta)$ de array-factor is, gegeven door uitdrukking (6).

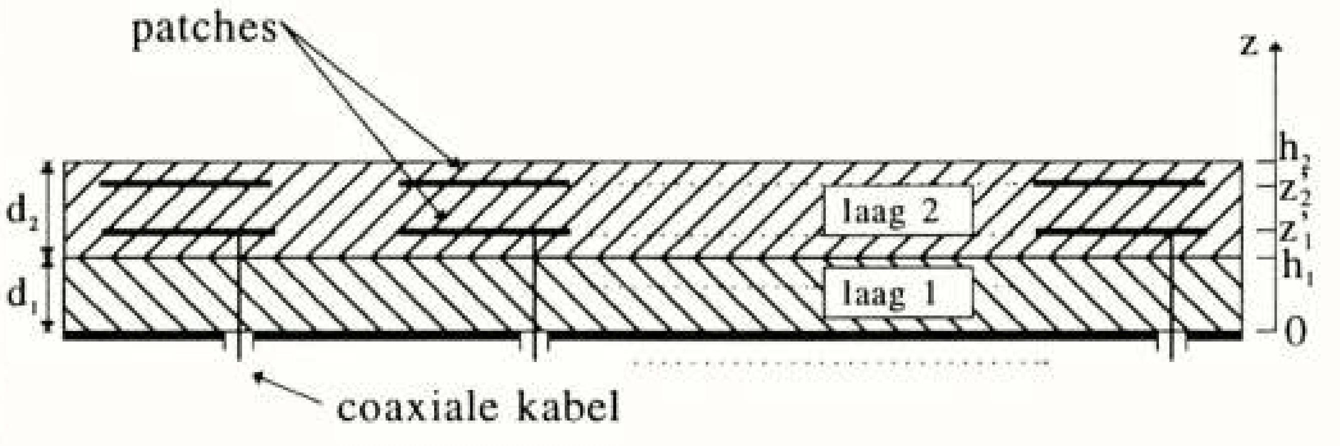
ii. Planaire microstrip array's.

Bovenstaande beschouwing is alleen correct indien er geen mutuele koppelingen optreden tussen de array-elementen. Mutuele koppelingen beïnvloeden zowel het stralingsdiagram van een array, alsmede de reflectiecoëfficiënt aan de klemmen van de microstripantennes. Indien we dus een array van microstripantennes willen ontwerpen, dan zal er een model gekozen moeten worden dat rekening houdt

met deze onderlinge koppelingen. In het vervolg van deze paragraaf zal hierop wat dieper ingegaan worden. Beschouw hiertoe het planaire array van microstripantennes, zoals dat getekend is in figuur 2.2. De elementen zijn geplaatst op een rechthoekig rooster. Het array bevat K elementen in de x-richting en L elementen in de y-richting. Figuur 2.3 laat het zijaanzicht van deze configuratie zien. De structuur bestaat uit een tweetal diëlectrische lagen die bevestigd zijn op een metalen grondplaat. Ieder array-element is opgebouwd uit maximaal twee rechthoekige metalen patches. De array-elementen worden gevoed met een coaxiale kabel, waarvan de binnengeleider i.h.a. verbonden is met de onderste patch op de coördinaten (x_s,y_s) t.o.v. het midden van de onderste patch van ieder element. De buitenmantel van de coax kabels is verbonden met de metalen grondplaat. Dit is dus precies dezelfde configuratie die ook besproken is in [1]. De lengte en breedte van de onderste patches zijn respectievelijk W_{x1} en W_{y1}, terwijl de lengte en breedte van de bovenste patches allen gelijk zijn aan respectievelijk W_{x2} en W_{y2}. De array-elementen zijn lineair gepolariseerd. Circulair gepolariseerde microstrip array's kunnen met de hier gepresenteerde methode ook geanalyseerd worden (zie [3,6]).



Figuur 2.2: Array bestaande uit K x L microstripantennes



Figuur 2.3: Zijaanzicht van een array van (gestapelde) microstripantennes

In het algemeen kan men stellen dat er een drietal manieren zijn om microstrip array's te ontwerpen. De eerste en vaak gebruikte methode is door simpelweg gebruik te maken van elementen die ontworpen zijn met een model dat alleen geldig is voor één enkel element, hetgeen betekent dat mutuele koppelingen worden verwaarloosd. Uit de resultaten van paragraaf 3 zal blijken dat mutuele koppelingen echter een sterke invloed hebben op het elektromagnetische gedrag van ieder array-element, vooral als de bandbreedte van de elementen groot is. Het zal dus i.h.a. niet mogelijk zijn om met dit soort simpele methodes een optimaal array te ontwerpen. Een tweede methode voor de analyse van array's is de zogenaamde oneindige-array methode [4,5,6,7]. Door de periodiciteit van een oneindig array kan het rekenwerk beperkt worden tot een zogenaamde eenheidscel, terwijl mutuele koppelingen toch in rekening worden gebracht. Deze aanpak kan uiteraard alleen gebruikt worden voor het ontwerpen van zeer grote array's. Een derde methode is de eindige-array methode, waarbij op een rigoureuze manier de stroomverdeling op ieder array-element bepaald wordt [5,8,9]. Met deze methode kunnen zowel kleine als grote array's zeer nauwkeurig geanalyseerd worden. In de afgelopen jaren is er aan de TU Eindhoven veel werk verzet om deze laatste methode verder te optimaliseren en ook te implementeren in een softwarepakket. In dit artikel zal deze methode dan ook nader onderzocht worden.

De eigenschappen van een microstrip array kunnen bepaald worden zodra de stroomverdeling op ieder element bekend is. De stroomverdelingen op de patches en op de coaxiale probes van de KxL array-elementen kunnen vrij nauwkeurig berekend worden met behulp van de momentenmethode. Deze methode is al uitgebreid besproken in een ander artikel over microstripantennes dat vrij recent in het Tijdschrift van het NERG is verschenen [1]. Het voordeel van de momentenmethode is dat het in principe geen verschil maakt of één enkele microstripantenne geanalyseerd moet worden of een array van microstripantennes. Het enige verschil is eigenlijk de benodigde rekentijd op een computer. In het geval van een eindig array van microstripantennes zal de randvoorwaarde gebruikt worden dat op alle patches en op alle probes de tangentiële component van het elektrische veld gelijk aan nul moet zijn. We zullen nu dan ook de nog onbekende stroomverdelingen op de patches en op de coaxiale probe, i.e. op de metalen delen, van *ieder* array-element gaan ontwikkelen in een set van basisfuncties, volgens

$$\underline{J} = \sum_{i=1}^{K\times L} \underline{J}_i\,(x,y,z) = \sum_{i=1}^{K\times L}\sum_{n=1}^{N_{max}} I_{ni}\,\underline{J}_{ni}\,(x,y,z), \tag{9}$$

waarin I_{ni} de (nog) onbekende modecoëfficiënten zijn en waarbij de vector $\underline{J}_{ni}\,(x,y,z)$ de n-de basisfunctie is op array-element i. Er worden dus N_{max} basisfuncties gebruikt op ieder array-element. Analoog aan de gevolgde procedure in referentie [1], kunnen we de onbekende modecoëfficiënten bepalen door de momentenmethode toe te passen. Uiteindelijk dient dan de volgende matrixvergelijking opgelost te worden:

$$[Z][I] + [V^{ex}][V^{p}] = [0], \tag{10}$$

waarbij de elementen van de matrix [Z] en van de matrix $[V^{ex}]$ gegeven worden door

$$Z_{mj,ni} = 4\pi^2 \int\!\!\int \underline{E}^s_{ni}(x,y,z)\cdot \underline{J}_{mj}(x,y,z)\; dS, \tag{11}$$

$$V^{ex}_{mj,i} = -4\pi^2 \int\!\!\int \underline{H}^s_{mj}(x,y,0)\cdot \underline{M}_{frill\;i}(x,y,0)\; dxdy, \tag{12}$$

voor $m=1,...,N_{max}$, $n=1,...,N_{max}$, $j=1,...,K\times L$, $i=1,...,K\times L$,

waarin $\underline{M}_{frill\,j}(x,y,0)$ de opgedrukte magnetische stroomverdeling is (corresponderend met de TEM-mode) in de coaxiale apertuur van array element i (zie ook [1, figuur 2.2]), $\underline{E}^s_{ni}$ is het elektrische veld in het diëlectricum ten gevolge van de n-de basisfunctie op array-element i en $\underline{H}^s_{mj}(x,y,0)$, tenslotte, is het magnetische veld in het diëlectricum ter plaatse z=0 ten gevolge van de m-de basisfunctie op array-element j. De vector $[V^p]$ bevat de poortspanningen aan de klemmen van de KxL array-elementen. Zodra de elementen van [Z] en $[V^{ex}]$ bekend zijn, kunnen de admittantiematrix $[Y^p]$ en de verstrooiingsmatrix [S] van de KxL-poort berekend worden volgens (vergelijk deze uitdrukking met formule (10) in [1])

$$[Y^p] = \frac{-1}{4\pi^2}[V^{ex}]^T[Z]^{-1}[V^{ex}], \qquad (13)$$

en

$$[S] = ([Y_0]-[Y^p])([Y_0]+[Y^p])^{-1}, \qquad (14)$$

waarbij $[Y_0]$ een diagonaal matrix is met elementen gelijk aan de karakteristieke admittantie van de coax kabels (meestal is $Y_0=1/(50$ Ohm)). De inverse van [Z] kan berekend worden met een van de vele standaard routines die er zijn voor het berekenen van de inverse van een matrix. Een andere belangrijke parameter van een phased array antenne is de reflectiecoëfficiënt van ieder element. Omdat deze reflectiecoëfficiënt onder andere bepaald wordt door de mutuele koppelingen, die op hun beurt weer afhankelijk zijn van de hoek waarover de hoofdbundel afgebogen wordt, spreken we nu van een actieve reflectiecoëfficiënt. Indien de hoofdbundel van het array in de richting (θ_0,ϕ_0) gestuurd wordt, dan zal de actieve reflectiecoëfficiënt van het i-de array-element gelijk zijn aan [10]:

$$R_i(\theta_0,\phi_0) = \sum_{j=1}^{K\times L} S_{ij}a_j. \qquad (15)$$

Hierbij zijn de elementen van de excitatievector [a] gegeven door

$$a_j = |a_j|\exp(-jk_0[(k-1)a_x u+(l-1)b_y v]), \qquad (16)$$

met $u=\sin(\theta_0)\cos(\phi_0)$, $v=\sin(\theta_0)\sin(\phi_0)$, en $j=(l-1)K+k$.

Het stralingsdiagram van het array kan berekend worden zodra de stroomverdeling en dus de modecoëfficiënten bekend zijn. De modecoëfficiënten, i.e. de vector [I], kunnen m.b.v. matrixvergelijking (10) bepaald worden door de volgende relatie tussen de poortspanningsvector $[V^p]$ en de verstrooiingsmatrix [S] te gebruiken [11]:

$$[V^p] = ([U]+[S])[a], \qquad (17)$$

waarbij [U] de eenheidsmatrix is.

Onbesproken is nu nog welk type basisfunctie en hoeveel basisfuncties er gebruikt dienen te worden om een nauwkeurig resultaat te krijgen. Ook is onbesproken gebleven hoe de elementen van [Z] en $[V^{ex}]$ (gegeven door formule (11) en (12)) numeriek berekend kunnen worden. Beide aspecten vallen buiten het bestek van dit artikel. Wel kan nog opgemerkt worden dat de methode in principe exact is. Het model bevat dus bijvoorbeeld ook oppervlaktegolven en diëlectrische verliezen. De enige benadering die wordt toegepast is het gebruikte bron-model van de coaxiale kabels en het feit dat er maar een eindig aantal basisfuncties in de (numerieke) analyse kan worden meegenomen. Geïnteresseerden, die de hier besproken methode in meer detail willen bestuderen, worden verwezen naar de referenties [4,9].

3. Resultaten.

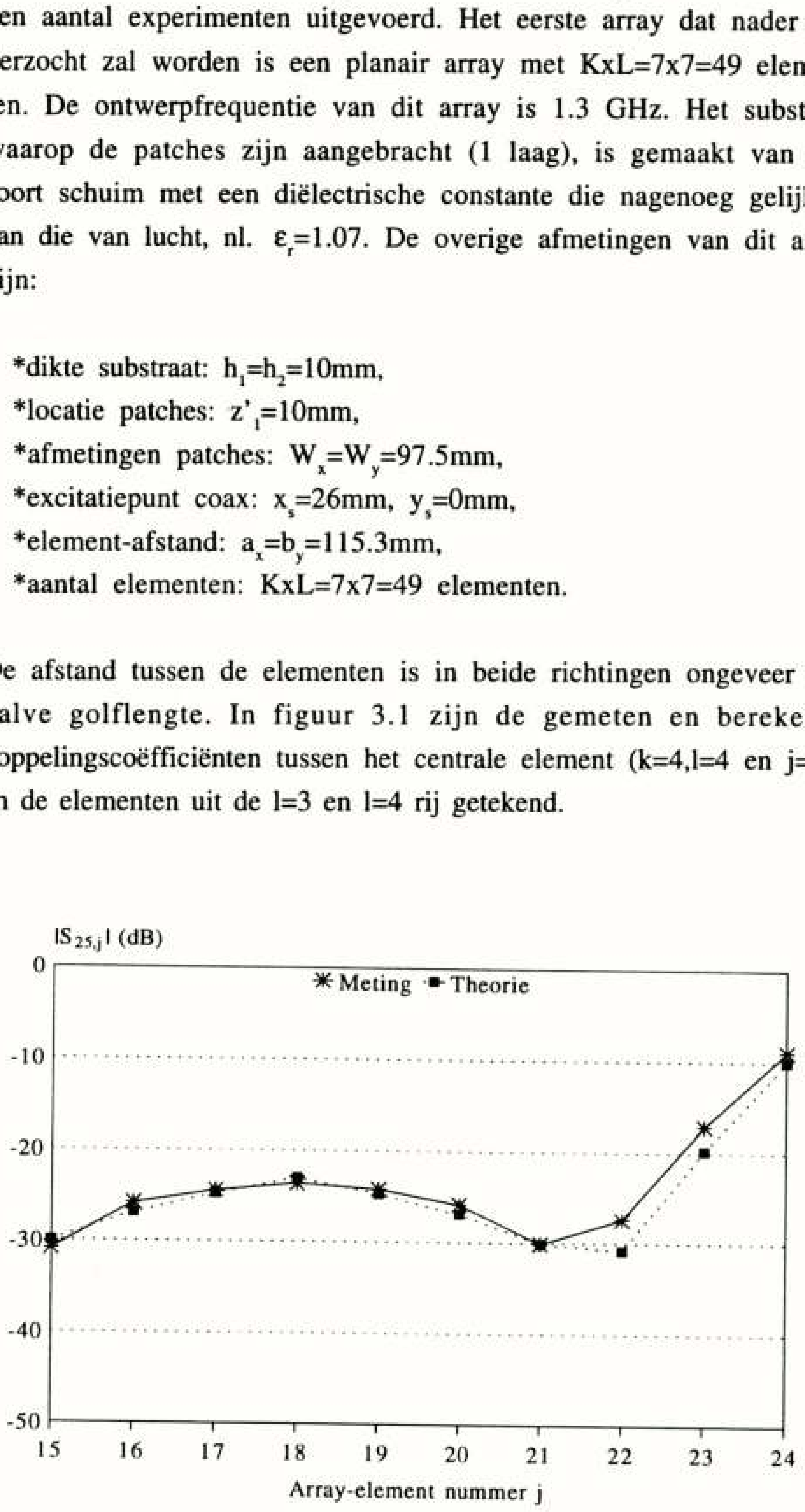
Op basis van het model dat in de vorige paragraaf in het kort beschreven is, is er een softwarepakket ontwikkeld aan de TU Eindhoven waarmee eindige array's van microstripantennes geanalyseerd en ontworpen kunnen worden. In deze paragraaf zullen enkele relevante resultaten besproken worden.

i. Experimenten.

Teneinde het ontwikkelde model inclusief de daarbij behorende programmatuur te verifiëren, zijn er in samenwerking met de industrie een aantal experimenten uitgevoerd. Het eerste array dat nader onderzocht zal worden is een planair array met KxL=7x7=49 elementen. De ontwerpfrequentie van dit array is 1.3 GHz. Het substraat waarop de patches zijn aangebracht (1 laag), is gemaakt van een soort schuim met een diëlectrische constante die nagenoeg gelijk is aan die van lucht, nl. $\varepsilon_r=1.07$. De overige afmetingen van dit array zijn:

*dikte substraat: $h_1=h_2=10$mm,
*locatie patches: $z'_1=10$mm,
*afmetingen patches: $W_x=W_y=97.5$mm,
*excitatiepunt coax: $x_s=26$mm, $y_s=0$mm,
*element-afstand: $a_x=b_y=115.3$mm,
*aantal elementen: KxL=7x7=49 elementen.

De afstand tussen de elementen is in beide richtingen ongeveer een halve golflengte. In figuur 3.1 zijn de gemeten en berekende koppelingscoëfficiënten tussen het centrale element (k=4,l=4 en j=25) en de elementen uit de l=3 en l=4 rij getekend.



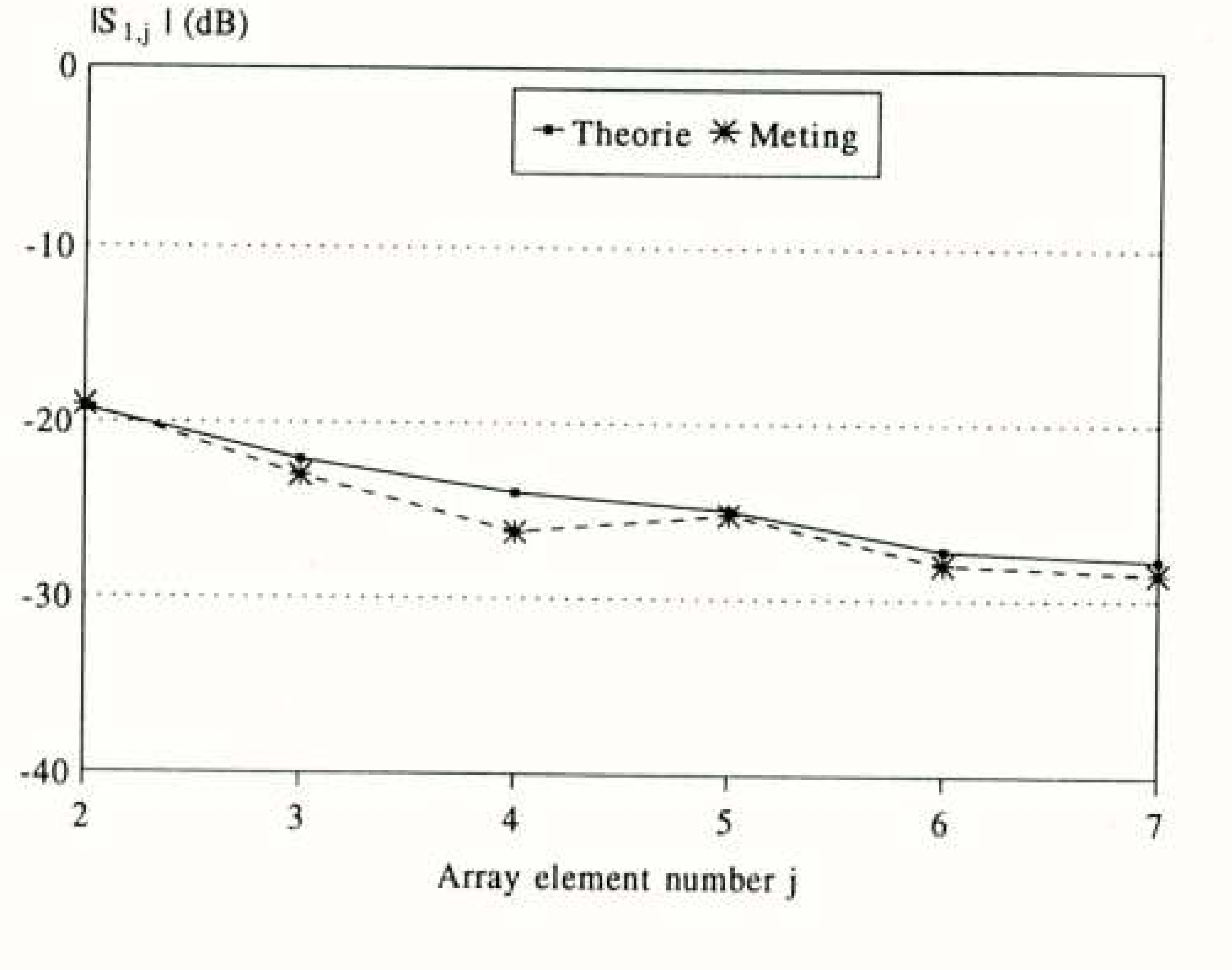
Figuur 3.1: Gemeten en berekende koppelingscoëfficiënten tussen het centrale element (j=25) en de elementen uit de l=3 en l=4 rij in een 7x7 array, met f=1.3 GHz.

De overeenstemming tussen theorie en experiment is vrij goed. De afwijkingen worden o.a. veroorzaakt door toleranties in de gebruikte materialen en door de eindigheid van de gebruikte metalen grond-

plaat. Verder valt op dat de mutuele koppeling tussen twee aan elkaar grenzende array-elementen vrij groot is. Dit komt door de lage diëlectrische constante van het substraat. Hierdoor is de lengte van de patches ongeveer gelijk aan een halve golflengte, waardoor de randen van twee naburige elementen erg dicht tegen elkaar aanliggen. Een ander array dat we experimenteel onderzocht hebben is een lineair 7x1 array van breedbandige EMC-gekoppelde elementen. Dit type microstripantenne heeft een bandbreedte van ongeveer 50% (zie [1]). De binnengeleider van de coax kabels zijn nu niet verbonden met de onderste patches. Er wordt nu een kleine opening ter grootte δh aangebracht tussen de bovenkant van de coaxiale probes en de patches. De patches zijn geëtst op een substraat met een diëlectrische constante $\varepsilon_r=2.33$ (Duroid 5870). De overige afmetingen van dit lineair array zijn:

*dikte substraat: $h_1=h_2=6.61$mm,
*locatie patches: $z'_1=6.61$mm,
*lengte coaxiale probe: $z_F=6.36$mm, dus $\delta h=0.25$mm,
*afmetingen patches: $W_x=W_y=11$mm,
*excitatiepunt coax: $x_s=4.6$mm, $y_s=0$mm,
*element-afstand: $a_x=b_y=32$mm,
*aantal elementen: KxL=7x1=7 elementen.

In figuur 3.2 zijn de gemeten en berekende koppelingscoëfficiënten tussen element 1 en de overige elementen getekend voor f=5.5 GHz. Opvallend is dat de mutuele koppeling tussen element 1 en element 2 ($S_{1,2}$=-19 dB) een stuk lager ligt dan de mutuele koppeling tussen element 24 en element 25 van het array van figuur 3.1 ($S_{25,24}$=-10 dB).



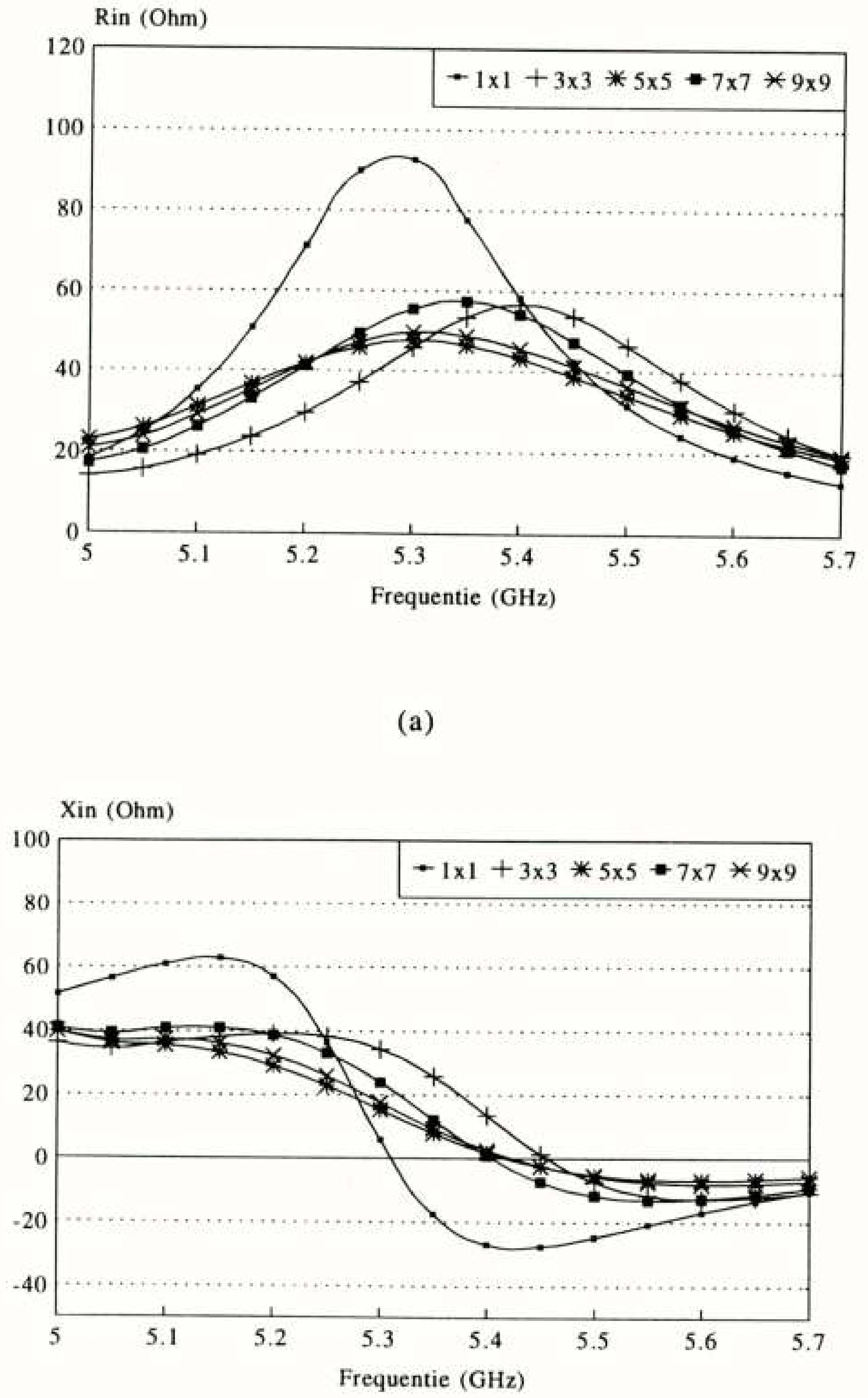
Figuur 3.2: Gemeten en berekende koppelingscoëfficiënten tussen element 1 en de overige elementen van een lineair 7x1 array, f=5.5 GHz.

ii. Invloed array-grootte op het centrale element.

Om de invloed van mutuele koppelingen te demonstreren zal de ingangsimpedantie ($Z^i_{in}=50*(1+R_i)/(1-R_i)\ \Omega$) van het centrale element van een array met 1 substraat-laag onderzocht worden als functie van het aantal gebruikte array-elementen. De hoofdbundel van het array bevindt zich telkens in de voorwaartse richting, i.e.$(\theta_0,\phi_0)=(0^0,0^0)$. De dimensies van deze configuratie zijn als volgt:

*permittiviteit: $\varepsilon_r=2.33$ (Duroid 5870),
*dikte substraat: $h_2=2$mm,
*locatie patches: $z'_1=2$mm,
*afmetingen patches: $W_x=W_y=17$mm,
*excitatiepunt coax: $x_s=3.5$mm, $y_s=0$mm,
*element-afstand: $a_x=b_y=28.3$mm.

In figuur 3.3 is de berekende ingangsimpedantie getekend als functie van de frequentie voor verschillende array-afmetingen. Duidelijk is te zien dat de mutuele koppelingen een sterke invloed hebben op het gedrag van ieder array-element. Het ontwerpen van een goed array zonder rekening te houden met mutuele koppelingen is daarom ook onmogelijk.



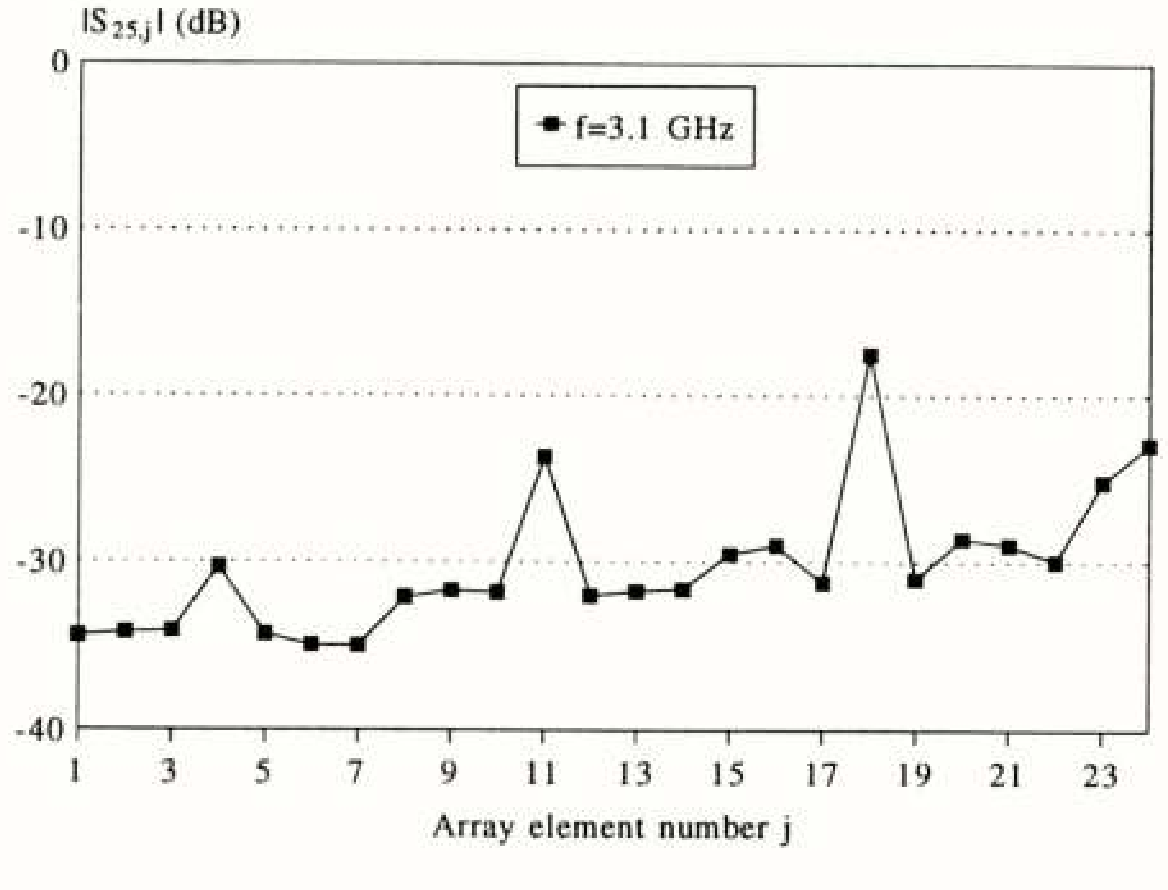
Figuur 3.3: Ingangsimpedantie van het centrale element voor verschillende array-groottes, met $(\theta_0,\phi_0) = (0^0,0^0)$.

iii. Actieve reflectiecoëfficiënt.

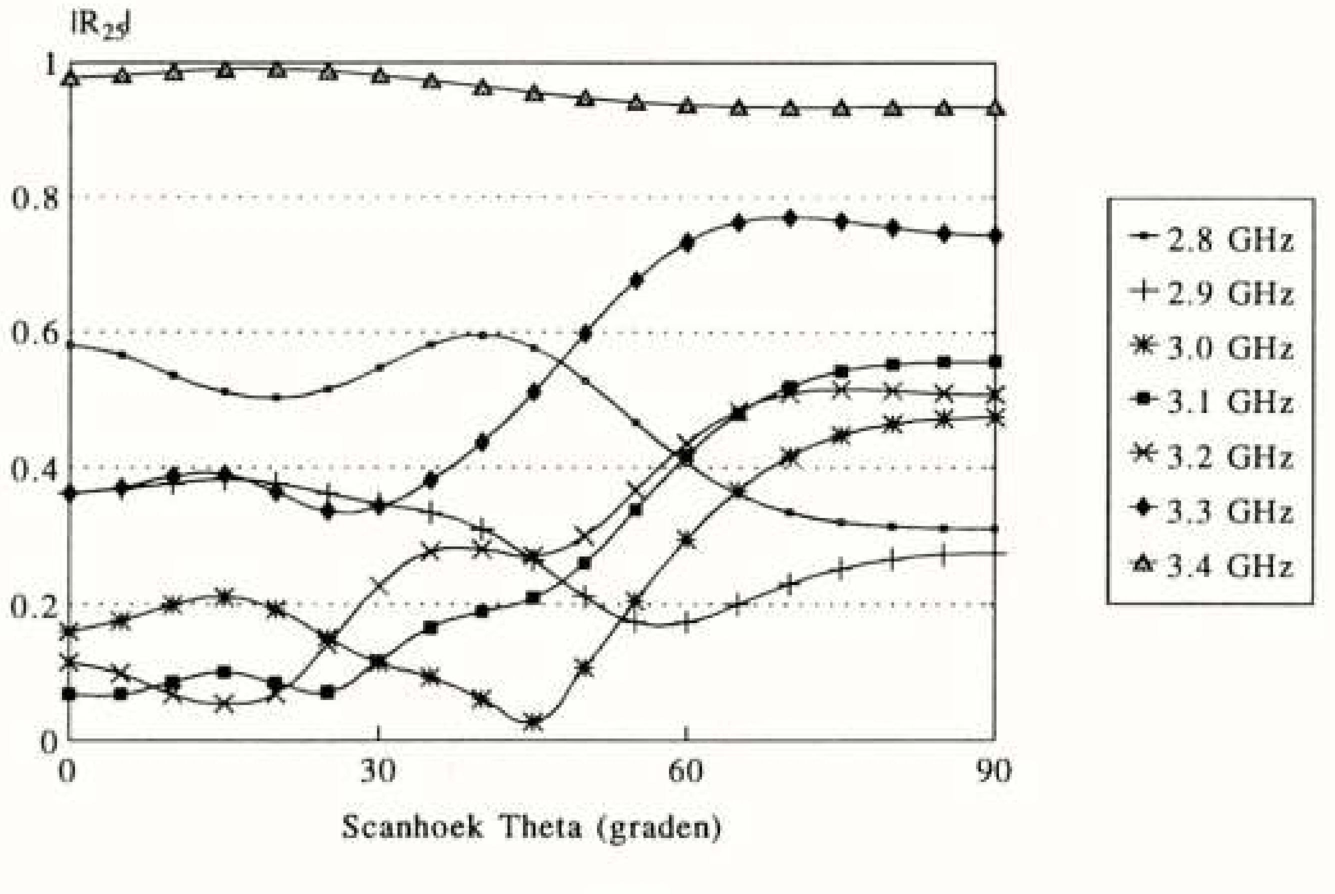
Een andere belangrijke parameter bij het ontwerpen van een phased array antenne is de actieve reflectiecoëfficiënt, gegeven door formule (15). Beschouw nu het volgende array, bestaande uit gestapelde microstripantennes met

*permittiviteit: $\varepsilon_{r1}=\varepsilon_{r2}=2.94$, $\tan\delta=0.0012$ (Duroid 6002),
*dikte laag 1: $d_1=3.04$mm,
*dikte laag 2: $d_2=3.04$mm,
*locatie onderste patches: $z'_1=3.04$mm,
*locatie bovenste patches: $z'_2=6.08$mm,
*afmeting onderste patches: $W_{x1}=W_{y1}=25.3$mm,
*afmeting bovenste patches: $W_{x2}=W_{y2}=25$mm,
*excitatiepunt coax: $x_s=8.5$mm, $y_s=0$mm,
*element-afstand: $a_x=b_y=48.5$mm,
*aantal elementen: KxL=7x7=49.

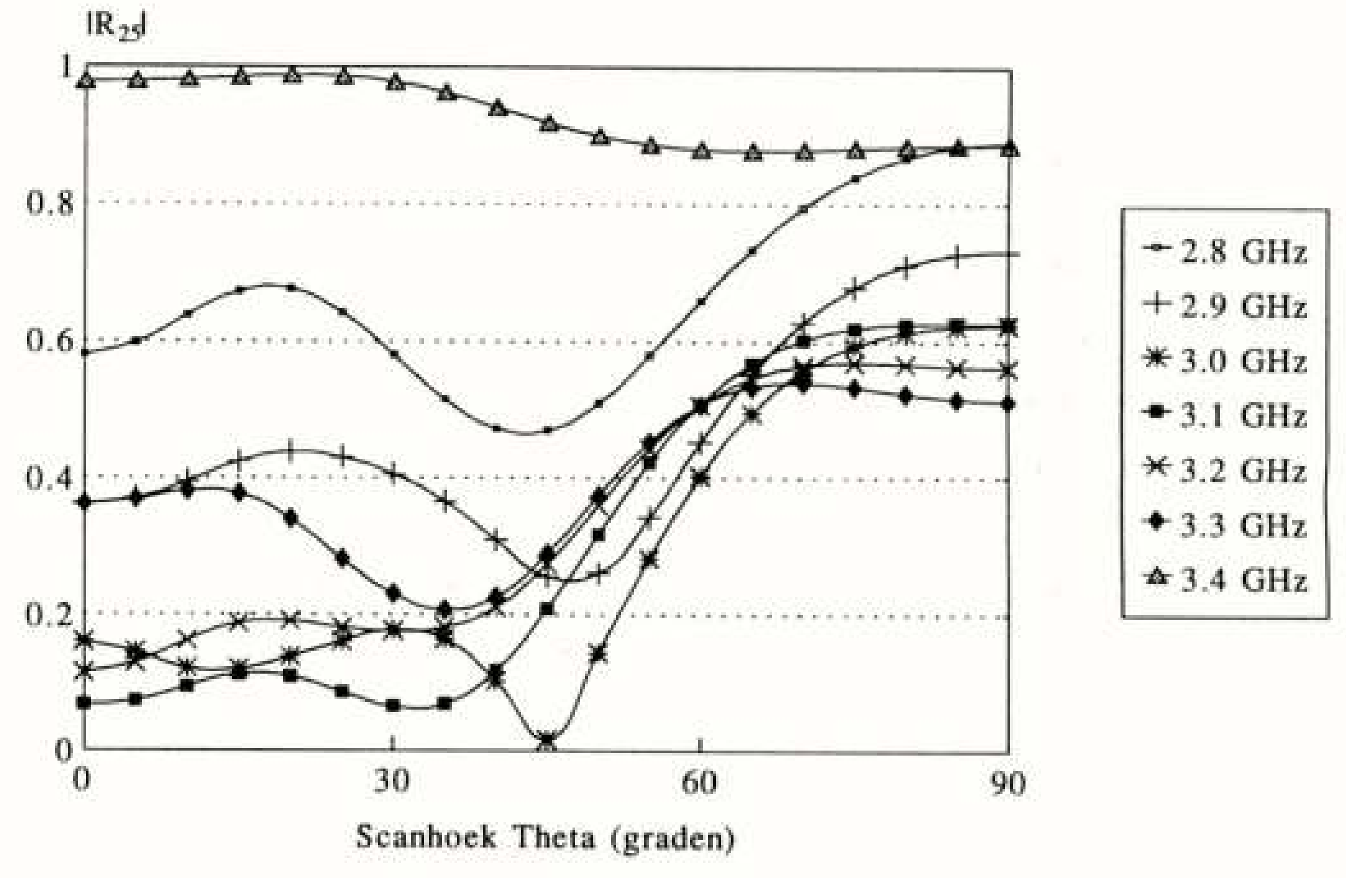
In figuur 3.4 zijn de koppelingscoëfficiënten uitgezet tussen het centrale element (j=25) en de andere elementen waarvoor geldt dat j<25. Figuur 3.5 laat de bijbehorende actieve reflectiecoëfficiënt zien in het E-($\phi_0=0^0$) en H-vlak ($\phi_0=90^0$) voor een aantal frequenties. Hierbij is een uniforme amplitudeverdeling over de elementen aangebracht, i.e. $|a_j|=1$ in uitdrukking (16). De aanpassing van de array-elementen hangt dus sterk af van de scanhoek. Indien we de hoofdbundel van het array over een maximale hoek van 30^0 willen sturen in het E-vlak, dan is de frequentieband waarvoor geldt dat de reflectiecoëfficiënt van het centrale element kleiner is dan 1/3 gelijk aan 12.4%. Indien deze scanhoek vergroot wordt tot 60^0, dan resteert nog maar een bandbreedte van 3.7%.



Figuur 3.4: Koppelingscoëfficiënten tussen het centrale element (j=25) en de andere elementen (met j<25) in een 7x7 array van gestapelde patches.



(a) E-vlak scan

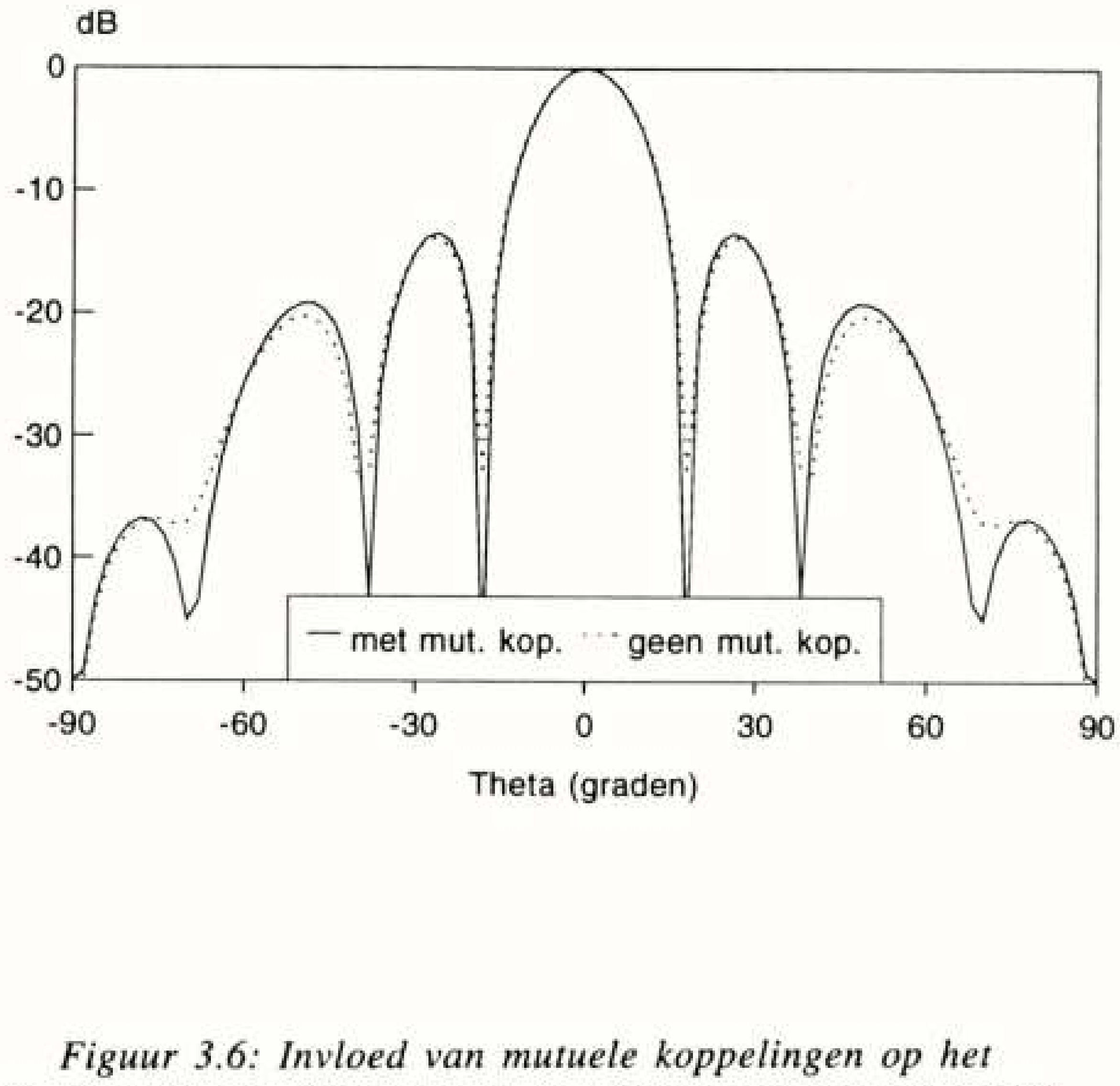


(b) H-vlak scan

Figuur 3.5: Actieve reflectiecoëfficiënt van het centrale element in een 7x7 array van gestapelde patches.

iv. Stralingsdiagram.

Mutuele koppelingen hebben natuurlijk ook invloed op het stralingsdiagram van een array. Echter, het effect van deze koppelingen op het stralingsdiagram is niet zo sterk als de invloed op de reflectiecoëfficiënt van de array-elementen. Om dit te illustreren is in figuur 3.6 het stralingsdiagram in het H-vlak ($\phi=0^0$) getekend van het 7x7 array met gestapelde patches met en zonder mutuele koppelingen. De frequentie is f=3.1 GHz en de hoofdbundel staat in de voorwaartse richting. Indien de hoofdbundel van het array onder een bepaalde hoek gestuurd wordt, is de invloed van de koppelingen iets groter [3].



Figuur 3.6: Invloed van mutuele koppelingen op het stralingsdiagram (H-vlak) van een 7x7 array met gestapelde patches, f=3.1 GHz.

4. Conclusie

Dit artikel heeft laten zien hoe eindige array's van microstripantennes geanalyseerd kunnen worden. Aan de hand van een aantal voorbeelden is duidelijk geworden dat de mutuele koppelingen tussen de array-elementen een sterke invloed hebben op het gedrag van ieder element van het array. Verder wordt ook het stralingsdiagram van het array enigszins beïnvloed door deze koppelingen. Conclusie is dan ook dat een goed werkende phased array antenne alleen ontworpen kan worden indien de mutuele koppelingen op een juiste manier in rekening worden gebracht.

Dankwoord

Dit onderzoek werd financieel ondersteund door de Stichting voor de Technische Wetenschappen (STW). Verder wil de auteur Dr. M.E.J. Jeuken bedanken voor zijn bijdrage aan dit onderzoek.

Referenties

[1] Smolders, A.B.
'Breedbandige microstripantennes'
Tijdschrift van het NERG, deel 59 (1994), nr.1, p. 27-32.

[2] Smolders, A.B. en H.J. Visser
'Tracking phased-array antennas in the Netherlands'
Microwaves & RF, Vol. 33, nr.5 (mei 1994).

[3] Smolders, A.B.
'Radiation pattern of finite (stacked) microstrip phased arrays'
In: Proceedings third Int. Conf. on Electromagnetics in Aerospace Applications,
Torino (Italy) 14-17 Sept. 1993, Torino:Politecnico di Torino,1993, p. 355-358.

[4] Pozar, D.M.
'Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealised probe feeds'
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-32 (1984), p.1101-1107.

[5] Arts, M.J en A.B. Smolders
'Study of stacked microstrip phased arrays'
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 6 (1993), p.466-471.

[6] Lubin, Y en A. Hessel
'Wide-band, Wide-angle microstrip stacked-patch-element phased arrays'
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-39 (1991), p.1062-1070.

[7] Skrivervik, A.K. en J.R. Mosig
'Finite phased array of microstrip patch antennas: the infinite array approach'
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-40 (1992), p.579-582.

[8] Pozar, D.M.
'Finite phased arrays of rectangular microstrip patches'
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-34 (1986), p.658-665.

[9] Smolders, A.B.
'Finite stacked microstrip arrays with thick substrates'
Eindhoven: Faculteit Elektrotechniek, TU Eindhoven, 1993, EUT Rapport 93-E-273.

[10] Brookner, E.
'Practical phased array antenna systems'
Norwood: Artech House, 1991.

[11] Altman, J.L.
'Microwave circuits'
New-York: Van Nostrand, 1964.

WIRELESS NETWORKS

Catching the mobile future
Den Haag 18-23 september 1994.

In vervolg op de aankondiging van deze conferentie in het vorige nummer van dit Tijdschrift volgen hierbij nog enige nadere gegevens over het programma.

Het betreft in feite twee conferenties t.w.

* the 5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications (PIMRC'94),
* the ICCC Regional Meeting on Wireless Computer Networks (WCN).

Dit symposium richt zich op de recente internationale ontwikkelingen op het gebied van radio technologie en netwerkstructuren en geeft een overzicht van resultaten en nog resterende problemen bij de verdere ontwikkeling van Personal Communication Services (PCS).

Enige onderwerpen uit het programma:

. Opportunities and issues of global mobile satellite services
. Europe's Green Paper on Mobile Communications and Personal Services
. Spectrum pricing: helpful or harmful to innovation?

Daarnaast worden er speciale sessies gehouden over onderwerpen als:

. High Performance Radio LAN (HIPERLAN)
. Wireless indoor networking
. Standards, frequences and regulatory issues
. International digital paging and broadcasting
. Evolution of networks/intelligence for mobility
. Wireless data communications
. Comparison of wireless PABX/DECT and radio LAN
. Business application of wireless computer networks
. PCS and advanced intelligent networks
. Wireless multiple access.

Contactadres:
PIMRC'94 en/of WCN
p/a Leids Congres Bureau
Postbus 16065
2301 GB Leiden

4th INTERNATIONAL CONFERENCE ON INSULATED POWER CABLES

CALL FOR PAPERS

Deze conferentie wordt gehouden van 26 - 30 juni 1995 te Parijs - Versailles.

Abstracts dienen uiterlijk 15 november 1994 te zijn ontvangen. De uiterste datum voor het indienen van de definitieve teksten van papers is 15 april 1995.

Contactadres:
General Secretariat - JICABLE 95
SEE 48 rue de la Procession 75724
PARIS CEDEX 15
France

Tel: +33 1 44 49 60 60
Fax: +33 1 44 49 60 44

FREESET, HET KOORDLOZE SYSTEEM OP DE DECT STANDAARD EN DE PLAATS VAN DIT SYSTEEM IN DE MOBIELE COMMUNICATIE.

ir. J.F.L. Tol
Consultancy & Engineering
PTT Telecom District Rotterdam



Summary

DECT is the new European standard for cordless communications. First we discuss other mobile communication systems such as the cellular system, the cordless system, the paging system, the trunking system and at last the satellite system. Freeset, using the DECT standard, has different configurations from single-cell/single-user to multi-cell/multi-user systems. We only need a cordless phone, a base station and a radio module to make a Freeset system.

Inleiding

De mobiele communicatie maakt een stormachtige ontwikkeling door. Er zijn nogal wat verschillende systemen, elk met hun eigen toepassingen en eigenschappen. De bekendste zijn: de cellulaire systemen, de koordloze systemen (bijv. Freeset), het paging systeem, het trunking systeem en als laatste de satelliet systemen. De belangrijkste kenmerken van de genoemde systemen worden als eerste beschreven. Daarna volgt een bespreking van het Freeset systeem.

Cellulair

Cellulaire systemen zijn radiocommunicatiesystemen die ter vergroting van de efficiëntie van het frequentiespectrum gebruik maken van het cellulaire concept. Dit concept bestaat uit het ophakken van een te bedekken gebied in "cellen", elk met een eigen basisstation. De frequentiekanalen kunnen met een afstand van enkele cellen opnieuw gebruikt worden. Het eerste net, ATF-1 is werkzaam in Nederland, Duitsland en Luxemburg en is sinds 1980 operationeel. Het net heeft een capaciteit van 3500 abonnees en maakt gebruik van de 150 MHz band. Omdat het net niet meer aan de vraag kon voldoen is in 1985 het tweede autotelefoonnet (ATF-2) geopend. ATF-2 heeft een maximale capaciteit van 32.000 abonnees en werkt in de 450 MHz band. Door de steeds groeiende markt is in 1989 ATF-3 operationeel geworden. ATF-3 maakt gebruik van de 900 MHz band en heeft een capaciteit van 220.000 abonnees.
Medio 1994 moet het GSM net operationeel worden. Dit net, ook wel ATF-4 genoemd, werkt geheel digitaal en heeft geheel Europa als dekkingsgebied.

Koordloos

Met de koordloze systemen worden tegenwoordig die systemen bedoeld die zijn geëvolueerd uit de "basis-koordloze" telefoon, een op analoge techniek gebaseerde combinatie van een draadloze handset en een op het telefoonnet aangesloten basisstation. Communicatie is alleen mogelijk via het bijpassende privé basisstation. De huidige koordloze systemen gaan veel verder dan deze basistoepassing. De verandering van analoge (de generaties nul en een) naar digitale transmissie-technieken (tweede generatie) levert een aanzienlijke spraakkwaliteitverbetering op. Daarnaast zien we een uitbreiding van het bedekkingsgebied van de systemen: de "multi-cel"-toepassingen voor bedrijfsomgevingen dienen zich aan in de vorm van een "koordloze-PABX". Het te bedekken gebied wordt door het systeem opgehakt in cellen. Elke cel wordt door een basisstation bedekt.

Semafonie

Het eerste semafoonsysteem is ontstaan in het midden van de jaren vijftig. Kenmerkend voor semafonie systemen is dat de overdracht uni-directioneel is, dat wil zeggen er is slechts sprake van eenrichtingsverkeer van zender naar ontvanger. De tekenoverdracht van zender naar ontvanger kan verschillende hoeveelheden informatie bevatten, van alleen een waarschuwingssignaal "tone-only" tot tekstinformatie "alfanumeriek". Semafoonberichten zijn relatief kort en worden niet "on-line" verstuurd.

Trunking

Trunking systemen zijn gesloten netten die vooral in bedrijfsomgevingen worden toegepast. De "Private Mobile Networks" werken onafhankelijk van het openbare telefoonnet maar kunnen er wel mee worden verbonden. Ze kenmerken zich door snelle toegangtijden (minder dan 1 sec.) en bieden diensten aan zoals groepsgesprekken en noodoproepen. Bij trunking kunnen verschillende gebruikersgroepen door middel van automatische kanaaltoewijzing gebruik maken van een verzameling beschikbare kanalen. Gezien het privé karakter van gesloten netten is het niet verwonderlijk dat er een aantal incompatibele trunking systemen bestaan.

Satelliet

Satelliet systemen zijn opgebouwd uit satellieten en grondstations. De grondstations zijn aan het openbare telefoonnet gekoppeld en verzorgen de radioverbindingen naar de satellieten. Bij mobiele satelliet communicatiesystemen is er daarnaast nog een radiolink tussen satelliet en mobiele terminal. De satellieten zijn dan eigenlijk als zwevende basisstations op te vatten.

Samenvattend kunnen we de volgende tabel opstellen.

	Systeem	Dekkings-gebied	Toepassing	Techniek	Beschikbaar
Cellulair	ATF-1	Nederland Duitsland Luxemburg Oostenrijk	Mobiele telefonie	Analoog Full-duplex	1980
	ATF-2	Nederland Belgie Luxemburg	Mobiele telefonie	Analoog Full-duplex	1985
	ATF-3	Nederland Scandinavie Zwitserland	Mobiele telefonie	Analoog Full-duplex	1989
	GSM (ATF-4)	Europa	Mobiele telefonie	Digitaal Full-duplex	medio 1994
Koordloos	CT-2	Inhuis-omgevingen Bedrijfs-omgevingen Greenpoint	Spraak diensten	Digitaal Full-duplex	1991
	DECT	Inhuis systemen Koordloze PBX Radio-LAN	Draadloze toegang tot data- en spraak diensten	Digitaal TDMA Full-duplex	1993
Semafonie	Semafoon 3	Nederland of Benelux	"tone only", numerieke en alfa-numerieke oproepen	Digitaal Simplex	1987
	ERMES	Europa	"tone only", numerieke, alfa-numerieke en data oproepen	Digitaal Simplex	1996
Trunking: Gesloten mobiele netten	Trunking systemen	Bedrijfs-omgevingen	Spraak- en data-diensten	Analoog MPT-standaard	1991
	DETS	Bedrijfs-omgevingen	Spraak- en data-diensten	Digitaal Half-duplex	1996
Satelliet	Inmarsat	Wereld	Spraak- en data-diensten	Analoog	1979

Tabel 1: Mobiele communicatie systemen.

Voordat we nader ingaan op het DECT systeem eerst een tweetal begrippen die veelvuldig in de wereld van de mobiele communicatie worden gebruikt namelijk roaming en handover.
Roaming is de unieke mogelijkheid om inkomende gesprekken automatisch door te schakelen naar de juiste draadloze telefoon ongeacht waar deze zich binnen het servicegebied bevindt.

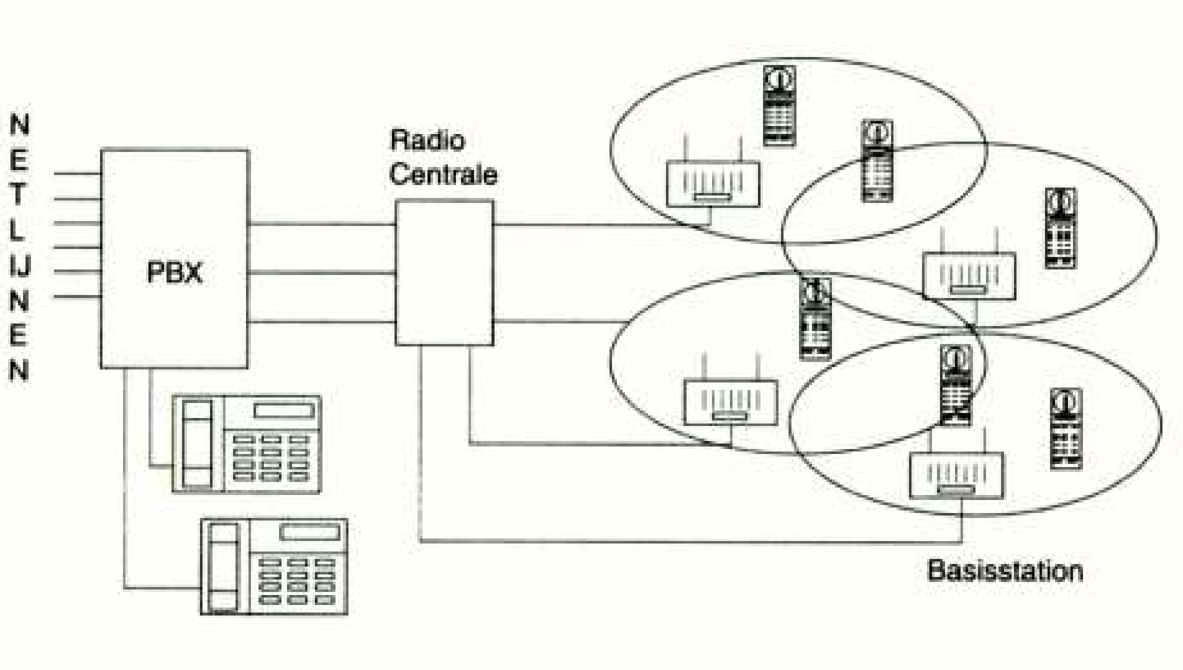
Sinds radio gebruikt wordt voor spraakoverdracht, zou een systeem perfecte radioverbindingen moeten garanderen tussen basisstation en draadloze telefoon. Een spraakkwaliteit en betrouwbaarheid die vergelijkbaar zijn met die van een draadtelefoon systeem zijn een eerste vereiste. Handover is de unieke mogelijkheid om gesprekken altijd naar het beste beschikbare radiokanaal over te schakelen.

Freeset, het koordloze systeem kent een aantal verschillende configuraties. De meest eenvoudige configuratie van een koordloos systeem is het single cell/single user system. Bij dit systeem is er één draadloze telefoon en één basisstation. Het basisstation is een directe uitbreiding van het netwerk. Dit kan het openbare telefoonnetwerk of een bedrijfscentrale zijn. Het service gebied is relatief klein. De cel heeft een grootte van ongeveer 25 tot 100 meter. Deze toepassing wordt vooral in huis en in kleine bedrijven toegepast.

Een uitbreiding op het vorige systeem is het single cell/multi-user systeem. In dit geval bestaat het systeem uit één basisstation maar er zijn meerdere gebruikers. Ook nu is het basisstation een directe uitbreiding van het netwerk en is het service gebied 25 tot 100 meter groot. Het aantal gebruikers dat gelijktijdig een gesprek kan voeren is afhankelijk van het aantal toestellijnen dat beschikbaar is en het aantal radiokanalen dat door het basisstation verwerkt kan worden.

Het meest uitgebreide systeem is het multi-cell/multi-user system. Doordat er meerdere cellen worden gebruikt, kan een groot servicegebied worden gecreëerd. Binnen het servicegebied kunnen vele draadloze telefoons tegelijkertijd een gesprek voeren. Tijdens het voeren van een gesprek kan van de ene cel naar de andere cel worden overgegaan zonder dat de gebruiker dit merkt. Dit wordt handover genoemd. Tevens is het mogelijk om vanuit elke cel uitgaande gesprekken te voeren en gesprekken te ontvangen terwijl men zich door het gehele servicegebied kan verplaatsen. De basisstations worden gebruikt voor de capaciteit en de dekking. Het bereik van een basisstation is 25 tot 100 meter binnenshuis en meer dan 100 meter buitenshuis.
Het Freeset systeem bevat de volgende elementen (zie figuur 1):

draadloze telefoon,
basisstation,
radiocentrale.



Figuur 1: Freeset systeem.

De draadloze telefoon bezit een interne antenne. Het afluisteren wordt tot een minimum beperkt omdat de verstuurde informatie wordt versleuteld. De intelligente draadloze telefoon heeft een alfa numeriek display, 20 verkorte kiesnummers en een oplaadbare batterij. Met deze batterij kan 2 uur worden gesproken. Deze tijd wordt 15 uur met alleen stand-by. De draadloze telefoon maakt via een radioverbinding kontakt met het basisstation.

Het basisstation kan zowel binnen als buiten worden geïnstalleerd. De dekking is afhankelijk van de omgeving zo'n 20 tot 250 meter. Per basisstation kunnen acht gelijktijdige gesprekken worden gevoerd. Het basisstation mag maximaal drie kilometer van de radio centrale zijn verwijderd.

De radiocentrale zorgt voor het schakelen tussen de verschillende basisstations, het test het systeem en kan fouten herstellen. De radiocentrale is de interface naar de PABX. Voor het uitprinten van statistische gegevens zoals aantal gesprekken, belasting van de kanalen, kan de radiocentrale ook worden gebruikt.

Het Freeset systeem is in 1993 beschikbaar gekomen. Een van de eerste bedrijven die een Freeset systeem hebben aangeschaft is de Cooperatieve Groente en Fruitveiling Holland Zeeland in Barendrecht. Dit bedrijf had een groot communicatie probleem. De bij de veiling betrokken medewerkers zoals keurmeesters, magazijnchefs, onderhoudsmonteurs waren slecht te bereiken. Dit had twee oorzaken, ten eerste zijn de medewerkers vaak onderweg en ten tweede is het veilingterrein erg groot. De oplossing van het bereikbaarheidprobleem werd gevonden in het Freeset koordloze systeem. De medewerkers zijn nu altijd en overal te bereiken.

Voordracht gehouden tijdens de 422e werkvergadering

MULTIMEDIA DESKTOP COMMUNICATIE

Henry Bol en Ronald Plompen
KPN, PTT Telecom



H. Bol

Multimedia Desktop Communications. Multimedia came into existence when the borders vanished between the areas defined by computer, telephone and TV/film. From these three origins, various trajectories to multimedia applications can be identified. Interactivity is given to the user. Integration can be found on various levels (media, applications, services). Due to the three origins of multimedia, not one but many multimedia clusters exist; one of them is Audio Visual Telecommunications (AVT). Face-to-face communications and value added service characterise AVT: you can see each other, you can show things, and you can exchange supporting information (documents, figures, spreadsheet programs). Audio visual telecommunications is currently already used to support a broad range of user tasks, e.g. in direct marketing, travel booking, medical care, research & development, advertising. PTT Telecom provides customer solutions for the various markets in AVT, being competent in expertise, network connections, training, after sales and support.



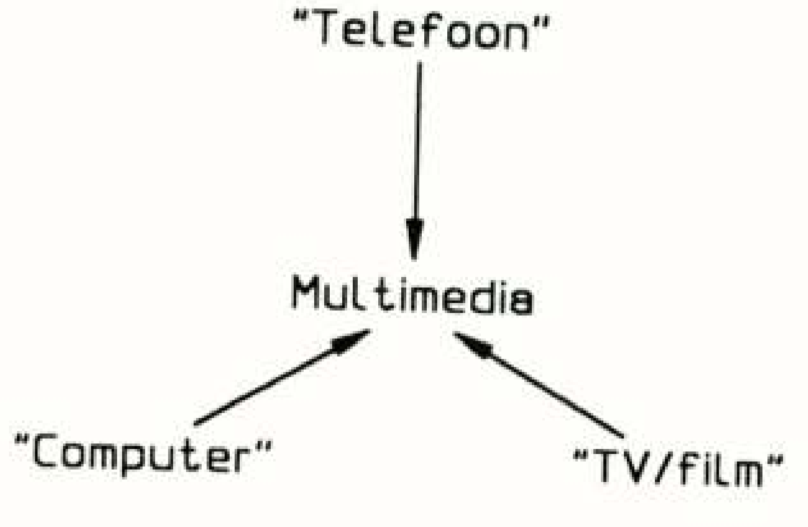
R.H.J.M. Plompem

1. Multimedia

Bij multimedia staan twee begrippen centraal: interactiviteit en integratie. Interactiviteit heeft betrekking op het aanwenden van informatie-typen, toepassingen en apparatuur; de gebruiker die interactief bepaalt welke informatie en op welke wijze informatie aangeboden wordt. Integratie kan plaatsvinden op verschillende niveaus, o.a. op het niveau van informatie-typen, zoals video, audio en data. Op het niveau van de toepassingen bestaat er integratie tussen informatie-, communicatie- en entertainment-diensten en een analogie is te vinden als er gekeken wordt naar de bijbehorende apparatuur: integratie van computer-, telefonie- en TeleVisie (TV)-apparatuur.

1.1 Drie werelden

De interactiviteit, waarbij de gebruiker centraal staat, en de integratie, betrekking hebbende op de ondersteunende media, toepassingen en apparatuur, vinden hun oorsprong in en evolutie vanuit drie verschillende 'werelden': computer, telefoon en TV/film [1]. In figuur 1 is dit tot uitdrukking gebracht.



Figuur 1. Vanuit drie verschillende 'werelden' vindt er een evolutie plaats richting multimedia.

De computer was van oorsprong een batch-verwerkend apparaat. Door ontwikkelingen in software en hardware is de computer interactief geworden. Recent worden ook bewegende beelden en geluid toegevoegd, alsmede communicatie-faciliteiten. De telefoon-wereld was oorspronkelijk bestemd voor spraak-communicatie. Doordat netwerken nu digitaal worden, zijn ze inherent geschikt geworden voor het toevoegen van nieuwe media. Communicatie beweegt zich dan ook door toevoeging van media (video, data) richting multimedia. De TV/film-wereld voegt interactiviteit toe; kijkers kunnen aan openbare uitzendingen meedoen of zelfs de inhoud ervan beïnvloeden.

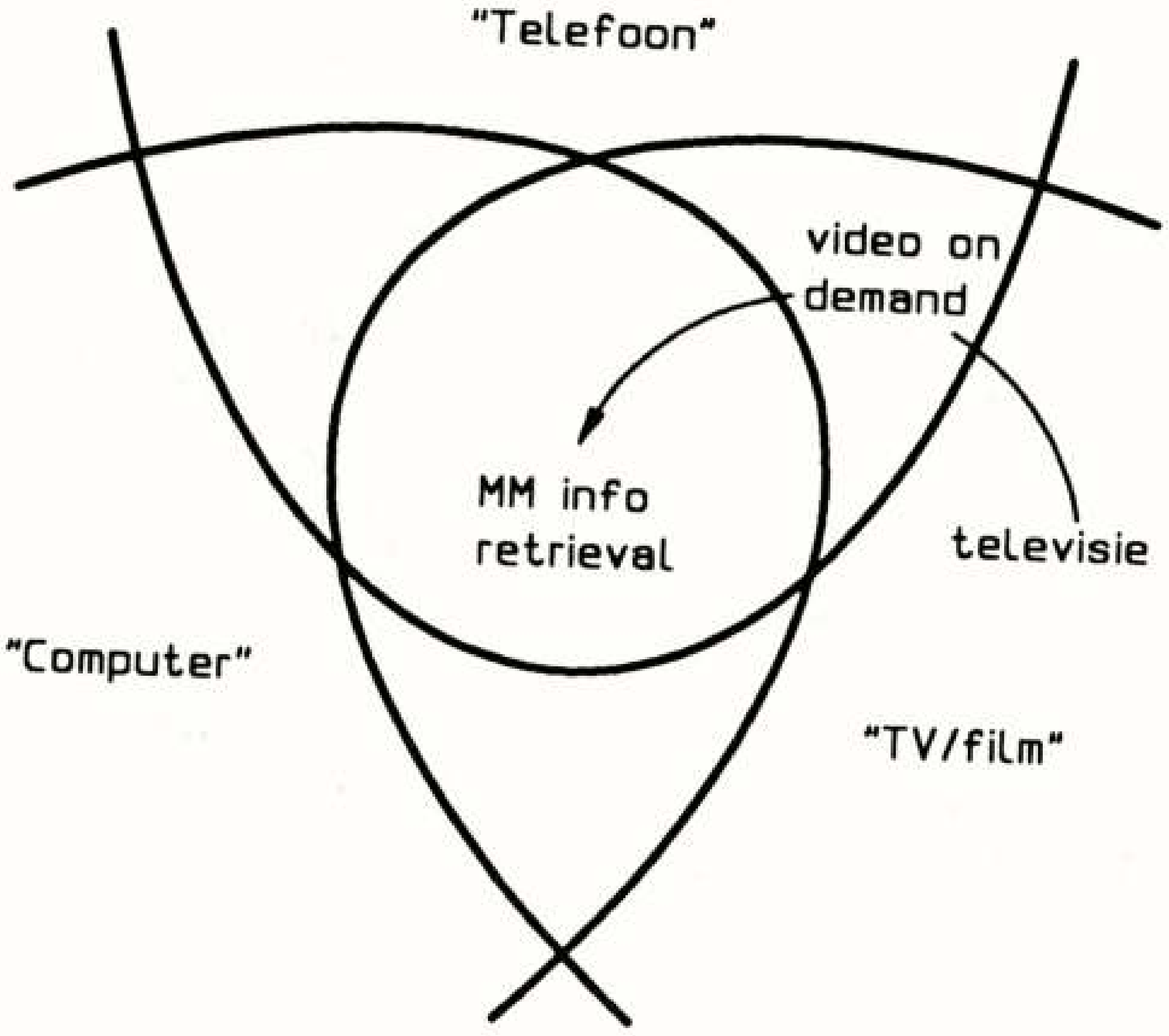
Multimedia ontstaat doordat de grenzen tussen de werelden op diverse niveaus wegvallen:

- geleverde dienst (b.v. Telefoon was spraak-communicatie en kan nu veel meer);
- informatie die vervoerd wordt (het was: Telefoon - spraak; Computer - data; TV/film - beeld & geluid);
- transport-medium (TV ging door de ether, Telefoon door de kabel, nu ook andersom).

1.2 Migratie-trajecten

Toch is de groei naar multimedia geen convergentie; beter kan gesteld worden dat in de overlap-gebieden migraties naar multimedia-applicaties en -diensten plaatsvinden. Een voorbeeld wordt gegeven in figuur 2 [1].

De televisie-diensten vinden uiteraard hun oorsprong in de wereld 'TV/film', de combinatie met telefonie levert nu al de mogelijkheid om interactieve besturing van de aangeboden programma's te realiseren. Nieuwe technieken zijn in ontwikkeling om op aanvraag programma's over telefoon-kabels te verzenden. Dan is er sprake van 'video on demand'. De toevoeging van computer-faciliteiten in databases waar films en andere programma's opgeslagen liggen, zal uiteindelijk migratie opleveren naar 'multimedia information retrieval'-diensten.

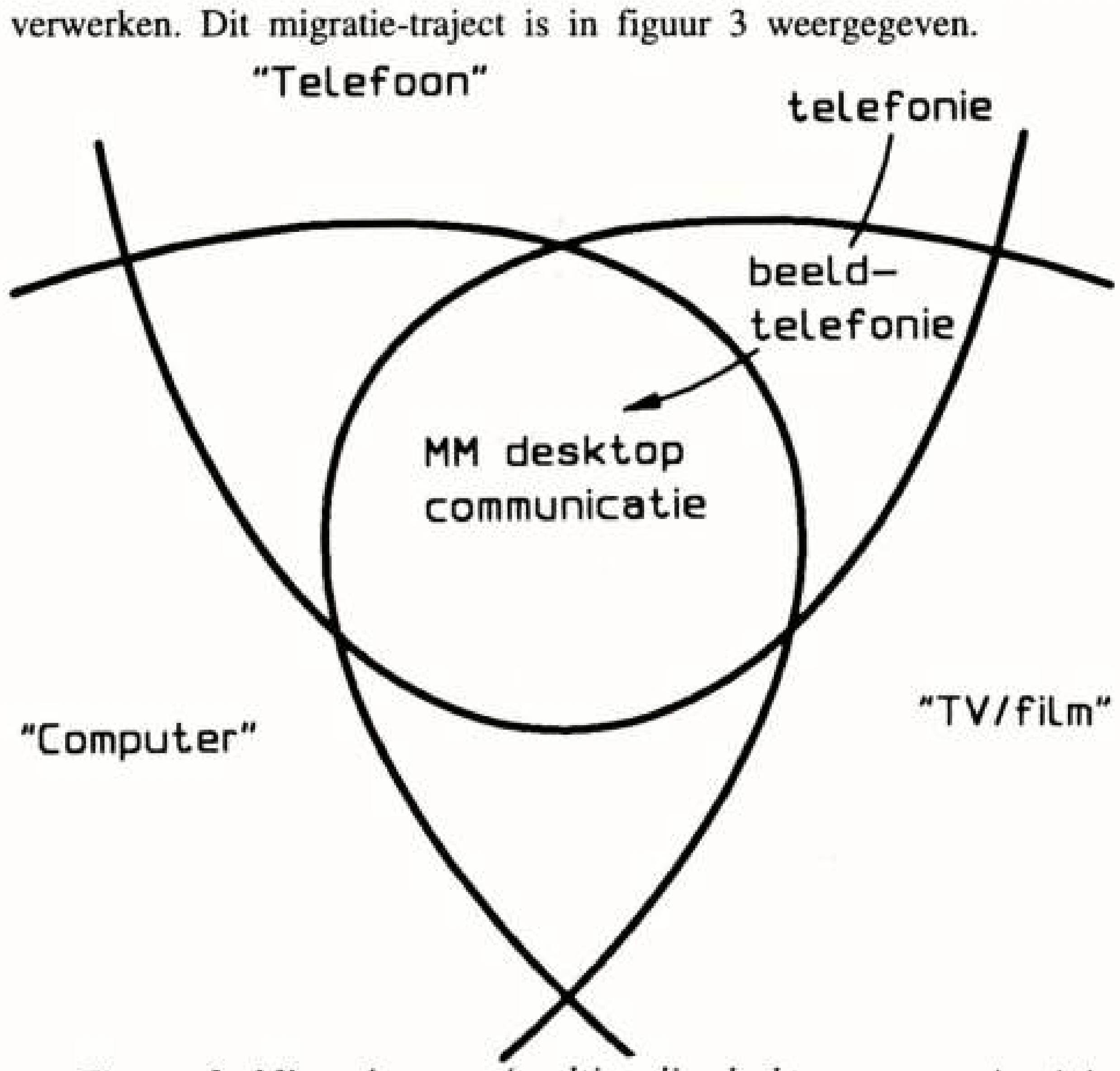


Figuur 2. Migratie van 'televisie' via 'video on demand' naar 'multimedia information retrieval'.

Diverse groeipaden zijn in multimedia-ontwikkelingen te onderscheiden, daarbij is het niet noodzakelijk dat bestaande diensten vervangen worden. Nieuwe diensten kunnen ook naast bestaande diensten ontstaan. De migratie-paden zijn te ordenen naar clusters. In de volgende sectie wordt ingegaan op een belangrijke cluster in de telecommunicatie: Audio Visuele Telecommunicatie (AVT).

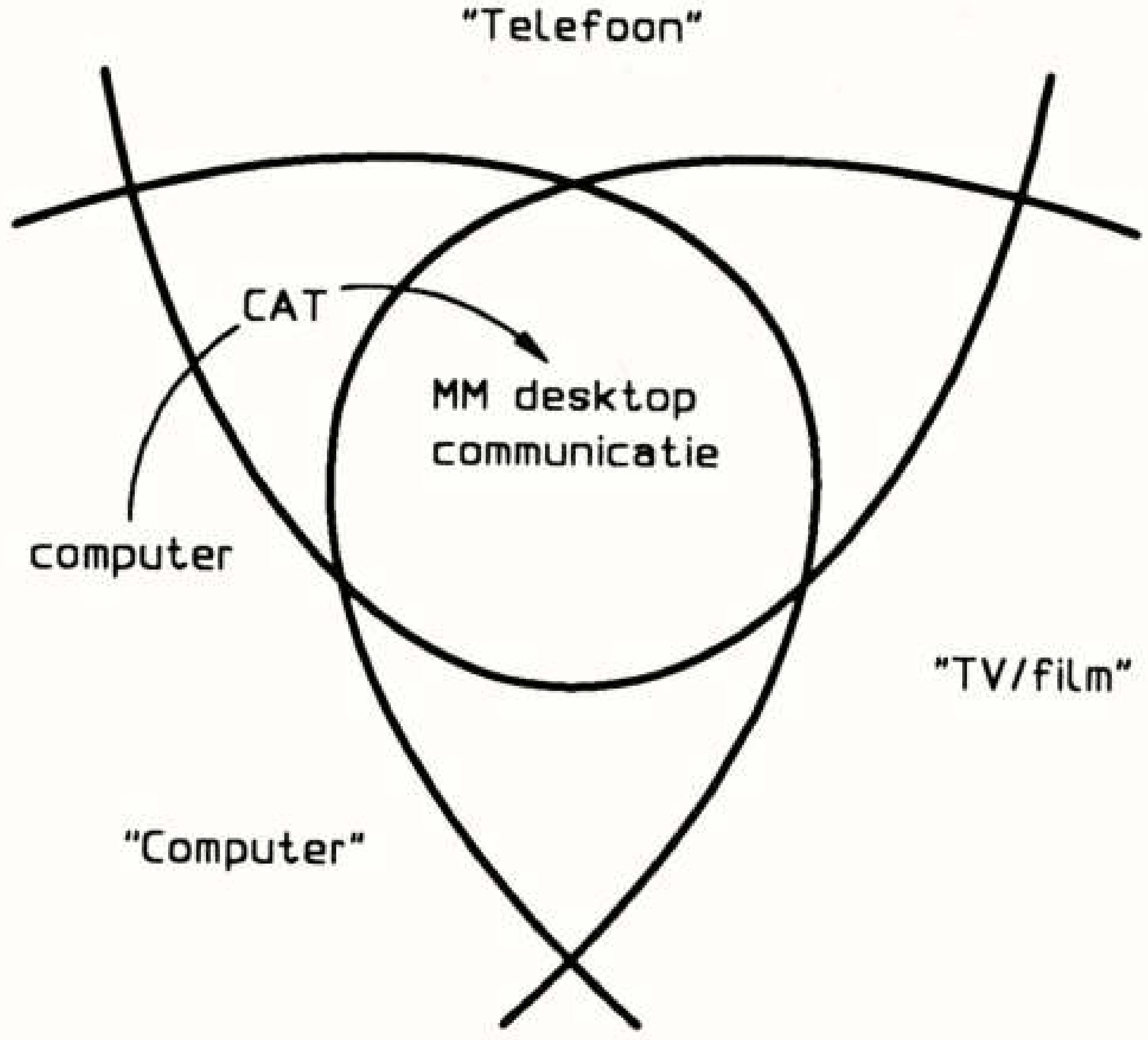
2. Audio Visuele Telecommunicatie

Multimedia desktop communicatie is een vorm van audio-visuele communicatie. In het cluster AVT zijn twee groeipaden te onderscheiden die beide migreren naar 'Multimedia desktop communicatie'. Het eerste heeft als oorsprong de telefoon; door toevoeging van (bewegend) beeld aan telefonie-communicatie ontstond de beeldtelefoon. De integratie van de vereiste videocodeer- en communicatie-technieken in de computer resulteert in multimedia desktop communicatie: een desktop, zoals een Personal Computer (PC), die de gebruiker real-time multimedia-communicatie aanbiedt in combinatie met de mogelijkheden om (non real-time) multimedia-informatie te verwerken. Dit migratie-traject is in figuur 3 weergegeven.



Figuur 3. Migratie naar 'multimedia desktop communicatie' vanuit de telefoon.

Een ander groeipad dat tot 'multimedia desktop communicatie' leidt, vindt zijn oorsprong bij de computer. De integratie van telefonie in de computer biedt de gebruiker de mogelijkheden om vanuit zijn computer een gesprek te voeren. Dit staat bekend als Computer Aided Telephony (CAT). De computer maakt telefoneren eenvoudiger en biedt tevens meer functionaliteiten, b.v. door in een gegevensbestand niet alleen telefoonnummers op te slaan maar ook adres, fax-nummer en specifieke (klant)gegevens. De uitbreiding van CAT met het medium 'video' resulteert tenslotte in 'multimedia desktop communicatie'. Dit migratiepad is gepresenteerd in figuur 4.



Figuur 4. Migratie naar 'multimedia desktop communicatie' vanuit de computer.

De markt zal bepalen of beide migraties resulteren in systemen die met elkaar kunnen communiceren.

2.1 Kenmerken en voordelen

Audio-visuele telecommunicatie wordt o.a. toegepast in verkoop, direct marketing, training, educatie, research en ontwikkeling. De kenmerken van AVT zijn uit te drukken met 'face-to-face communicatie' en 'toegevoegde waarde diensten'. Face-to-face communicatie heeft het grote voordeel ten opzichte van telefonie-communicatie dat de overdracht van informatie tussen gesprekspartners zowel visueel als verbaal plaatsvindt en een benadering van natuurgetrouwe communicatie tussen twee of meerdere personen mogelijk wordt. Concreet vertaalt zich dit in een grotere effectiviteit in bijvoorbeeld besluitvormingsprocessen; je hoort niet alleen wat de ander probeert over te brengen, je ziet het ook, onder andere door gezichtsuitdrukkingen en gebarentaal (non-verbale communicatie). Andersom wordt natuurlijk ook hetgeen jij zelf wilt overbrengen sneller aan je communicatie-partners duidelijk.

Communicatie wordt met audio-visuele communicatie directer. De winst in communicatie-processen vertaalt zich weer in de grotere slagvaardigheid van het bedrijf (bijvoorbeeld time-to-market). Een hogere intensiteit van communicatie is mogelijk. Een andere belangrijke overweging om audio-visuele communicatie in te zetten in een

bedrijf kan een reductie van reiskosten zijn, zowel uitgedrukt in beperking van reistijd als verlaging van kosten voor tickets [2, 3, 4].

Met toegevoegde waarde diensten heeft de gebruiker een totaal concept van communicatie ter beschikking. Voorbeelden van deze diensten zijn chalk-board en joint-editing. Met chalk-board kunnen de communicatie-partners met behulp van een (elektronische) aanwijsstok gegevens in eenzelfde document of presentatie-window aanwijzen. Met joint-editing kunnen ze ook gezamenlijk en tegelijkertijd aan hetzelfde document werken.

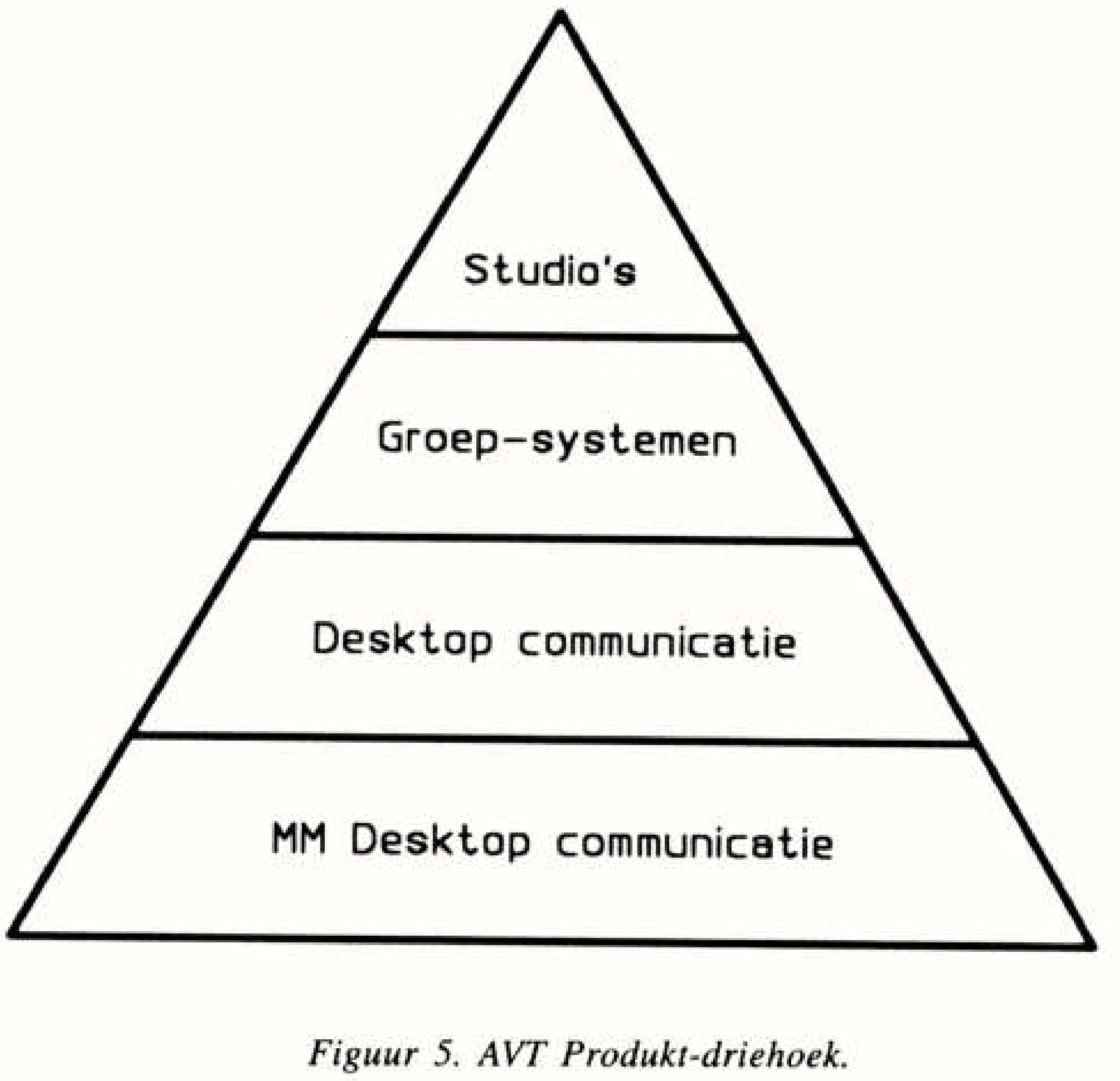
Een ander voorbeeld van toegevoegde waarde diensten is het benaderen van interactieve databases. Als voorbeelden kunnen genoemd worden, databases met produktinformatie, bestelformulieren, direct marketing data, trainingen, bedrijfsnieuws. De snelheid en de flexibiliteit van informatie-uitwisseling kunnen met het gebruik van deze ondersteunende middelen aanzienlijk verhoogd worden.

Samen resulteren face-to-face communicatie en toegevoegde waarde diensten in audio-visuele communicatie die zich karakteriseert met: je kunt elkaar zien, je kunt dingen laten zien en je kunt ook nog de gewenste informatie opvragen en communiceren.

2.2 PTT Telecom en AVT

Recente ontwikkelingen in audiovisuele communicatie, zowel in aanbod van aantal systemen, beschikbaarheid van het digitale netwerk, Integrated Services Digital Network (ISDN), verbeterde technieken en gunstige prijs/prestatie verhoudingen, brengen deze vorm van communicatie binnen het bereik van verschillende gebruikersgroepen [2]. Het totaal-concept van communicatie moet daarbij afgestemd zijn op de specifieke eisen van de verschillende gebruikers. PTT Telecom voldoet aan deze marktvraag door in samenspraak met klanten de juiste oplossingen te kiezen en aan te leveren. De klant wil niet alleen maar 'dozen' en het is te duur om zelf deze deskundigheid in huis te halen. PTT Telecom levert deze deskundigheid en desgewenst netwerk-verbindingen, ondersteuning, after sales en trainingen.

De totaal-oplossingen zijn onder te verdelen naar het gebruik van de diverse klanten. Zo ontstaat de volgende produkt-driehoek [3].



Figuur 5. AVT Produkt-driehoek.

PTT Telecom bezit vierentwintig studio's waarvan een aantal op afspraak gehuurd kunnen worden. PTT Telecom levert ook studio's. Deze studio's zijn bedoeld voor grotere bedrijven waar een eigen conferencing-ruimte geïnstalleerd kan worden. Klanten die studio's in gebruik hebben zijn onder andere Ericsson en Dow Chemicals [4].

Het gebruik van verrijdbare systemen is sterk in opkomst. Deze groep-systemen ('roll-abouts') zijn geschikt voor besprekingen met drie à zes deelnemers aan elke kant. PTT Telecom levert binnen dit segment systemen uit de PictureTel 4000 serie. Uitbreiding van deze systemen met accessoires als een document-camera, dia-projector of video-recorder behoort tot de mogelijkheden.

Communicatie tussen twee gesprekspartners krijgt steeds meer mogelijkheden. Ten eerste zijn er de desktop communicatie systemen. Dit zijn systemen waarbij telefoon, beeldscherm, camera, microfoon en luidspreker geïntegreerd zijn. Een document-camera behoort tot de mogelijkheden. Voornamelijk zijn deze systemen voor managers bedoelt die met hun gesprekspartners willen communiceren m.b.v. audio-visuele middelen: zelf gezien worden en ook dingen kunnen laten zien. PTT Telecom levert de PictureTel 1000 serie aan deze groep klanten.

Ten tweede zijn er voor communicatie twee gesprekspartners de PC desktop communicatie-systemen. De PC en audiovisuele communicatie zijn geïntegreerd. Naast een PC zijn nodig: één of twee uitbreidingskaarten, camera, microfoon en luidspreker. De Picturetel PCS Live die door PTT Telecom geleverd wordt, geeft de mogelijkheden om tijdens een audio-visuele communicatie-verbinding gelijktijdig documenten over te sturen. Daarnaast kan men tijdens een communicatie-sessie met de PC blijven werken.

Om competent te kunnen voldoen aan klantwensen en om op de klant afgestemde totaal-oplossingen te kunnen aanbieden, heeft PTT Telecom de afgelopen drie jaar in samenwerking met telecom-operators in zes Europese landen een evaluatie-programma uitgevoerd met de naam European Videotelephony (EV). Binnen het EV-programma, dat gecoördineerd werd door PTT Telecom, zijn in totaal driehonderd desktop systemen geïnstalleerd bij vijftig grote bedrijven in Europa, waaronder zeven Nederlandse [2].

Eén van de deelnemers aan deze proef was het Nederlands Instituut voor Publieke Opinie (NIPO). Binnen het NIPO zijn de desktop systemen ingezet bij onderzoek naar de impact op lezers van reclame in tijdschriften als The Economist, Fortune en Newsweek. De panel-deelnemers kregen elk een systeem thuis. Vanuit het NIPO kon zeer efficiënt de gewenste informatie achterhaald worden, iets dat met een schriftelijke of telefonische methode haast ondoenlijk is. Je kunt nu een nummer laten zien en vragen: heeft u dit nummer gelezen? Ook de advertentie kun je tonen en dan vragen: wat dacht u toen u die advertentie zag? Wat viel u er aan op? De ervaringen met het gebruik van de audio-visuele communicatie-systemen zijn heel positief.

Met het aanbod van het aantal systemen groeit ook het aantal toepassingen van audio-visuele communicatie. Ziekenhuizen gebruiken audio-visuele communicatie voor contact tussen specialist en patiënt, of voor overleg tussen artsen onderling, bijvoorbeeld bij de bespreking van röntgenfoto's. Audio-visuele communicatie wordt ge-

bruikt bij de bewaking en bediening van bruggen en sluizen. Reisbureaus passen het toe voor het opvragen van actuele informatie. Reclamebureaus passen het toe om met hun klanten te overleggen over concepten voor campagnes.

PTT Telecom heeft in het begin van 1994 een distributie-overeenkomst gesloten met PictureTel. Dit Amerikaanse bedrijf is wereldwijd marktleider op het gebied van video-conferencing systemen. PictureTel beschikt over een mondiaal distributie netwerk: Global Multinational Account Program (GMAP). Nu PTT Telecom daar deel van maakt, kan men zowel apparatuur in binnen- en buitenland leveren als verbindingen, ondersteuning en training.

Op het gebied van audio-visuele telecommunicatie is PTT Telecom door de overeenkomst met de wereldwijde marktleider PictureTel en door de expertise opgebouwd tijdens het Europese evaluatie-programma EV competent om samen met elke klant de juiste oplossing te kiezen en te leveren. PTT Telecom biedt aan deze klanten totaaloplossingen voor efficiënte en effectieve communicatie.

Literatuur:

[1] 'Multimedia in Model', R.H. Koenen en M.C.M. Peeters, PTT Research, december 1993.

[2] 'Snelle en flexibele informatie-uitwisseling; videocommunicatie breekt door', TeleScope 94/2, 1994.

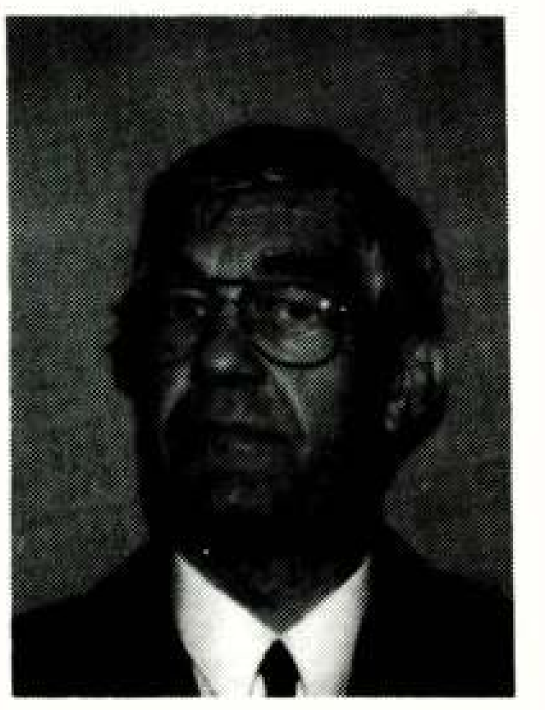
[3] 'Verplaatsen van elektronen goedkoper dan van mensen', M.H. van Dorp, Telecommagazine, maart 1994.

[4] 'Videoconferencing dringt reiskosten terug', TeleScope 93/1, 1993.

Voordracht gehouden tijdens de 422e werkvergadering

RADIOAMATEURS EN MICROGOLFTECHNOLOGIE

door ir Arie A.Dogterom (PAoEZ),
Hilversum



SUMMARY

In this article an overview is given of activities of radio amateurs in the field of microwave technology. This frequency region is a real challenge for radio amateurs. Long distance point to point communication on these high frequences requires specific antennas, receivers and transmitters. A special problem for the amateurs is the availability of components at reasonable prices.

An indication is given of some experiments on long distance propagation of microwaves.

Inleiding

Hoewel dit artikel is getiteld " Amateurs en microgolftechnologie" is het geen wetenschappelijk-technologische beschouwing. Het is de bedoeling U een inzicht te geven in een activiteit van radio-amateurs die te maken heeft met het traditionele radioamateurisme zoals gedefinieerd in de ITU radio Reglementen :

> **A radiocommunication service for the purpose of *self training,* intercommunication and *technical investigations* carried out by.... persons interested in radio technique solely with a personal aim...**
>
> **ITU DEFINITIE VAN AMATEUR RADIO DIENST**

Het radioamateurisme op de microgolven is een duidelijk voorbeeld van een hobby waar de radiotechniek het doel is en niet het middel en waar de techniek nog een echte uitdaging is.

Microgolfbanden

Wat zijn microgolven ? Volgens de definitie van de Internationale Amateur Radio Unie wordt hiermee bedoeld : Het frequentiegebied [(amateur)banden] boven 1 GHz. Dat is nog al wat ! In de frequentietabel van de ITU, zoals geldig voor Regio 1 (Europa/Afrika) worden de hieronder aangegeven banden (mede) aan de radioamateurs toegewezen.

Amateurband (ITU R1) (cursief: secundair)	Primaire Dienst	ISM	Nederland (indien afwijkend)
1240 - 1300 MHz	Radar		
2300 - 2450 MHz	Fixed, Mobiel	2400-2500 MHz	2320 - 2450 MHz
3400 - 3475 MHz	Fixed		3400,0 - 3400,2 MHz
5650 - 5850 MHz	Radar	5725 - 5850 MHz	
10,0 - 10,5 GHz	Fixed,Mobiel,Radar		
24,0 - 25,05 GHz			
24,05 - 24,25 GHz	Radar	24,0-24,25 GHz	
47,0 - 47,2 GHz			
75,5 - 76,0 GHz			
76,0 - 81,0 GHz	Radar		
119,8 - 120,02 GHz	Fixed, Mobile, Sat.		
142,0 - 144,0 GHz			
144,0 - 149,0 GHz	Radar		
241,0 - 248,0 GHz	Radar	244 - 246 GHz	
248,0 - 250,0 GHz			

Amateur microgolfbanden in Region 1

Opvallend is het grote aantal banden waarin de amateurradiodienst een secundaire status heeft. Dit betekent dat wanneer de primaire gebruiker dit nodig vindt de amateur moet wijken. Tot voor kort gaf dit nog niet erg veel problemen want de primaire gebruikers "lieten veel leeg". Dat is echter snel aan het veranderen , vooral door het oprukken van de mobiele diensten en de satellietverbindingen. Er ontstaat zo een onhoudbare situatie die alleen kan worden opgelost door aan de amateurdiensten relatief smalle bandjes exclusief toe te wijzen. Dit zal veel coördinatieproblemen vermijden. Wat eveneens opvalt is dat zeer veel amateurbanden samenvallen met ISM toewijzingen (magnetronovens etc.) . Het lijkt er wel op dat de amateurs zijn verdrongen naar de "vuilnisbakken" in de ether. Hier wordt het economisch belang van het radiospectrum zichtbaar, want de niet commerciële radioamateur delft het onderspit.

Microgolfcommunicatie

Wat doen radioamateurs met deze toch wel gigantisch grote delen van het spectrum? Wel, hoewel op de lagere microgolfbanden vrij veel stations experimenten met punt tot punt overdracht van televisiebeelden (PAL norm, 15 MHz brede FM) uitvoeren, is het de meerderheid van de amateurs op deze frequentiebanden te doen om het tot stand brengen van telefonie/telegrafie-verbindingen over zo groot mogelijke afstand.

Dit is een enorm verschil met de doelstellingen van de andere gebruikers; die immers zoeken naar zeer betrouwbare communicatie over relatief korte afstand en relatief grote bandbreedtes.

Hoe verder des te beter

Hoe kunnen grote afstanden worden overbrugd ? Omdat de invloed van externe ruisbronnen vrijwel verwaarloosbaar is, is de primaire uitdaging een zo groot mogelijke ontvangergevoeligheid, te realiseren door een zo hoog mogelijk zendvermogen, ruisarme ontvangers, antennes met grote winst en voor dit frequentiegebied buitengewoon geringe bandbreedtes. Amateurs gebruiken enkelzijbandtelefonie (ruisbandbreedte in de orde van 2,5 kHz), morse telegrafie (ruisbandbreedte in de orde van 500 Hz) en een enkele maal NBFM telefonie (12 kHz bandbreedte). Vergelijk dat eens met de professionele gebruiker! Vanzelfsprekend wordt hierbij een enorm goede frequentiestabiliteit vereist; echter doordat de ontvanger met de hand op de zender wordt afgestemd levert dit in de praktijk niet veel problemen op. Aan de zenderkant is het niet alleen een uitdaging voldoend lineaire versterkers te gebruiken (EZB !) maar het grootste pro-

bleem op de microgolven is het zendvermogen. Immers waar troposcatter de meest voorkomende propagatiemethode is, geldt de bekende formule uit de CCIR boeken: elke 100 km meer geeft 10 dB meer trajectdemping. Omdat aan de ontvangerzijde de theoretisch maximaal haalbare ontvangergevoeligheden binnen enkele dB worden benaderd kan alleen door verhogen van het zendervermogen en de antennewinst meer worden bereikt.
Enkele amateurs die in staat zijn grote antennes te plaatsen/construeren maken verbindingen met de maan als reflector. Hoewel dit voornamelijk in de 1,3 GHz band gebeurt, begint dit ook in de 10 GHz band door stations die het benodigde grote zendvermogen kunnen opwekken.

Daarom kent de microgolfamateur de volgende primaire uitdagingen:

- grote antennewinst/vrije afstraling
- lage ontvangerruisfactor
- groot zendvermogen.[1]

en uiteraard het enorme probleem de juiste onderdelen tegen amateurprijzen te verwerven.

Afstandrecords

1,3 GHZ:	EA8XS	-	G6LEU	2617 km	
2,3 GHZ:	EA7BVD/p	-	EA8XS/p	1481 km	
3,4 GHZ:	G3LQR	-	SM6HYG	927 km	
5,6 GHZ:	G3ZEZ	-	SM6HYG	981 km	
10 GHZ:	IoSNY/EA9	-	IoYLI/IE9	1666 km	18.7.83
24 GHZ:	HB9MIN/p	-	DH6FAE/p	396 km	3.2.93
47 GHZ:	HB9MIN/p	-	HB9MIO/p	166 km	15.9.92
75 GHZ:	DB6NT/p	-	Y24IN/p	38 km	30.4.92
145 GHZ:	WA1MBA	-	WB2BYW	3.6 km	2.5.93
241 GHZ:	OZ/DB6NT/p	-	OZ/DF9LN	0.5 km	30.6.93

microgolf wereldrecords (status 1-1-94)

Hoewel uiteraard niet maatgevend voor wat de gemiddelde amateur kan bereiken, zijn de wereldrecords in bijgaande tabel illustratief wat er mogelijk is. En dan zijn maanreflectieverbindingen nog buiten beschouwing gelaten.

Antennes

Voor alle microgolfbanden is de meest voorkomende antenne, die (simplex) voor zender en ontvanger wordt gebruikt de paraboloide reflector, hoewel in de 1,3 GHz band ook nog veel yagi structuren worden toegepast. Omdat de meeste stations op meerdere microgolfbanden actief zijn dient de basisantenne voor een zo groot mogelijk frequentiegebied bruikbaar te zijn. Voor de laagst-frequente banden wordt daarom veel een breedbandige logperiodieke belichter toegepast. Antennediameters die gebruikt worden liggen voor 1-3 GHz tussen 1 en 2 meter, voor de hogere frequenties tussen 0,3 en 1 meter. Hier spelen een grote rol de toch wel hinderlijke stormen die amateurantennes vernielen, maar ook het feit dat de antennes op de tegenstations (die uit alle richtingen kunnen komen !) moeten worden gericht waarbij de instelpreciesie beperkt is hetgeen de bundeling beperkt.
Alle stations plaatsen de ontvangstvoorsterker en vaak ook de zender(eindversterker) boven in de mast om een zo gering mogelijk verlies in de voedingslijn te hebben. Wanneer een relatief lange voedingslijn gebruikt moet worden, wordt beneden 5 GHz een zo dik mogelijke coaxiaal kabel gebruikt, terwijl boven 5 GHz golfpijp, waarvoor vaak ronde waterleidingpijp geschikt is, wordt toegepast. Dit geeft echter allerhande mechanische problemen bij de draaibare antenne en meestal wordt besloten ook de vermogensversterker (bij lopende golf buizen samen met de voeding van enkele kV) in een waterdichte doos achter de antenne te plaatsen.
Voor de allerhoogste banden (24 GHz en hoger) worden doorgaans hoornantennes gebruikt die op de zend-ontvanger worden gemonteerd. Het station staat meestal niet thuis op een mast maar wordt portabel gebruikt vanaf een hoog punt (toren, berg).
De antennes worden tot nu toe vrijwel uitsluitend door de amateurs zelf geconstrueerd. Echter onlangs zijn paraboolantennes voor satelliettelevisie redelijk betaalbaar te koop en voor de 10 en 24 GHz banden kan hiervan met vrucht gebruik worden gemaakt door een aangepaste belichter te construeren.

De ontvangers

In vrijwel alle situaties wordt het ook door amateurs in de UHF banden gebruikte concept toegepast : een ingangsversterker met oscillatormengtrap en een middenfrequentie in (of nabij) een der amateurbanden 28-435 MHz. Dit betekent dat alle aandacht kan worden besteed aan het echte microgolfdeel terwijl "klassieke" amateurontvangers voor de signaalverwerking zorg dragen.
Tot en met de 24 GHz band worden thans vrijwel uitsluitend geruisarme voorversterkers gebruikt met GaAs (MES)FETS en HEMT's. Deze componenten zijn de laatste 10 jaar tegen amateurprijzen op de markt gekomen en alleen op 24 GHz zijn de bereikbare ruisgetallen nog slechter dan 1 à 2 dB. Op nog hogere frequenties zijn op het moment nog geen betaalbare componenten beschikbaar die betere ruisfactoren mogelijk maken dan met een goede diodemengtrap kan worden gerealiseerd.
Voor de mengtrap wordt tot en met 10 GHz een GaAs-FET gebruikt, hoewel ook diode-mixers populair zijn. Onder duitse invloed wordt vaak een diodemengtrap gebruikt die met de "halve oscillatorfrequentie" wordt bedreven. De mengverliezen hiervan zijn weliswaar vrij hoog maar het is eenvoudiger op 10 GHz voldoende oscillatorvermogen op te wekken dan op 24 GHz. Het gebruik van parametrische mixers met varactorelementen, in de professionele wereld vrij populair, wordt door amateurs vrijwel niet toegepast.
Doordat zeker op de hogere frequenties het aantal stations dat een behoorlijke spiegelonderdrukking nodig zou kunnen maken, gering is, worden betrekkelijke lage middenfrequenties gebruikt en tussen voorversterker en mengtrap wordt niet meer gefilterd dan nodig om de spiegelruis zo'n 20 dB te onderdrukken.
Het oscillatorsignaal wordt vrijwel uitsluitend opgewekt door uit te gaan van een zeer zorgvuldig geconstrueerde kristaloscillator in de buurt van 100 MHz gevolgd door een aantal vermenigvuldigtrappen met boven 1 GHz GaAs transistoren als niet-lineaire versterkers.
Duidelijk is dat qua ontvangertechniek op de microgolven geen speciale concepten anders dan die op de lagere frequenties gebruikt, worden toegepast, maar dat de uiteindelijke ontvanger bestaat uit een ingangsdeel boven op de mast bij de antenne met de rest (inclusief de gestabiliseerde kristaloscillator) beneden.
Boven 47 GHz wordt tot nu toe met breedband FM gewerkt, waardoor aan de oscillatorstabiliteit minder zware eisen gesteld worden en de oscillator bestaat dan uit een Gunn-element zowel voor de ontvanger als voor zender.
Om de componenten te pakken te krijgen zijn goede kennissen bij

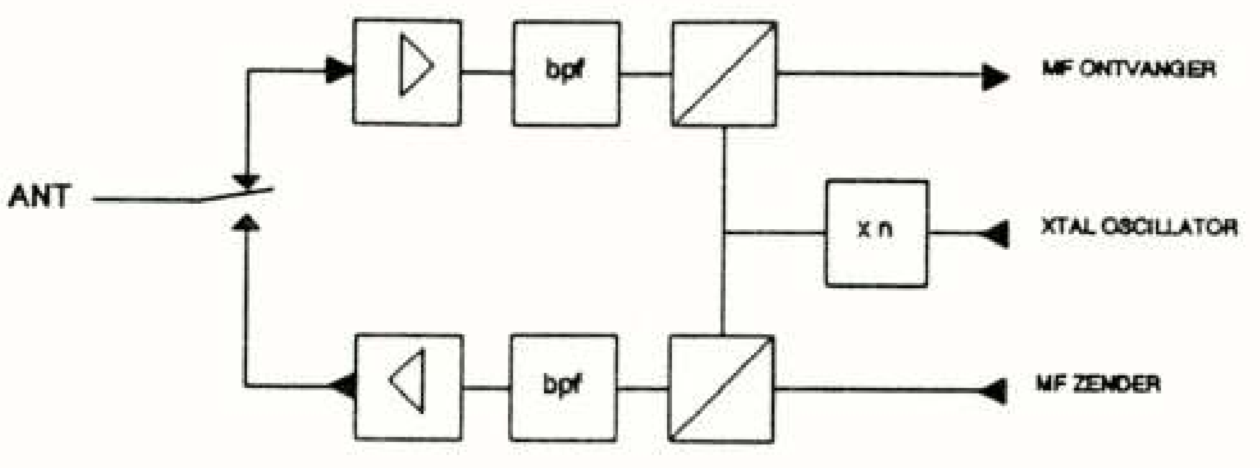
1) In Nederland beperkt de zendvergunning het vermogen tot 400 Watt PEP; op de microgolfbanden is echter het haalbare zendvermogen minder.

microgolflaboratoria wel nodig.

De zenders

Zoals ik in het begin al aangaf is de realisatie van een zender met voldoende vermogen een van de moeilijkste zaken voor de microgolfamateur, vooral boven 2,5 GHz.

BASISOPZET MICROGOLF OMZETTER NABIJ ANTENNE



Werden een tiental jaren geleden nog vaak systemen gebruikt waarbij op een lagere frequentie vermogen werd opgewekt en dan met varactordioden naar de eindfrequentie vermenigvuldigd, deze techniek blijkt - mede doordat goede varactordioden niet eenvoudig te vinden zijn- te worden verlaten.

De meerderheid[2] der stations gebruikt het reeds voor de ontvangst genoemde concept in omgekeerde richting te weten het EZB signaal wordt opgewekt in een van de amateurbanden 28, 145 of 435 MHz en dan naar de gewenste frequentie getransformeerd. Na de mengtrap (doorgaans komt hier in de orde van 0 dBm uit) moet behoorlijk worden versterkt !

Op de lagere frequenties (1-3,5 GHz) worden bipolaire transistoren die voor CATV zijn ontwikkeld als versterker gebruikt met daarachter schijftriodes (2C39 familie of voor TV zenders bestemde triodes) waarmee in de praktijk tot 400 Watt op 1,3 GHz, 100 Watt op 2,3 GHz en 10 Watt op 3,5 GHz kan worden verkregen.Maar boven 3,5 GHz zijn geen geschikte buizen meer te vinden en transistoren zijn nog erg duur. Toch zijn er stations die tot op 10 GHz 1 tot 4 Watt zendvermogen opwekken met moderne (Japanse) vermogens-GaAs-FETS. Op 24 GHz is nog enkele 10-tallen mW met "ontvanger-GaAs FET's " op te wekken maar daarboven is het zendvermogen dat vermogen wat er uit de mengtrap of een (zeer duur) Gunn-element te halen is. Een uitzondering vormen de stations die het geluk hebben gehad afgedankte lopende golf versterkers te pakken te krijgen. Verschillende hebben met van de Noorse PTT afkomstige (waarom komt er niets bij de Nederlandse PTT beschikbaar ?) lopende golf versterkers tot 20 Watt op 5,7 GHz weten op te wekken. Hier ligt het grootste technologisch probleem voor de amateur : het vinden van componenten die binnen een amateurbudget vallen.Merkwaardig is dat vrijwel alle stations het zich moeilijk maken door van zendermengtrappen gebruik te maken die 6 tot 10 dB vermogensverlies geven, wat door moeilijke versterkers weer moet worden opgekrikt.Een beter resultaat zou mogelijk zijn door de zender op te bouwen met uitsluitend niet lineaire (vermenigvuldig- en versterker-) trappen . Dat is uiteraard voor telegrafie en NBFM goed te doen, maar de doorsnee amateur wil EZB telefonie toepassen . Toch is hiervoor een oplossing gevonden door werk van nederlandse amateurs in de 60-er jaren.

[2] *Enkele stations gebruiken op 10 en 24 GHz nog Gunn-elementen die op de gewenste frequentie oscillleren en door een regelschakeling op hun plaats worden gehouden.*

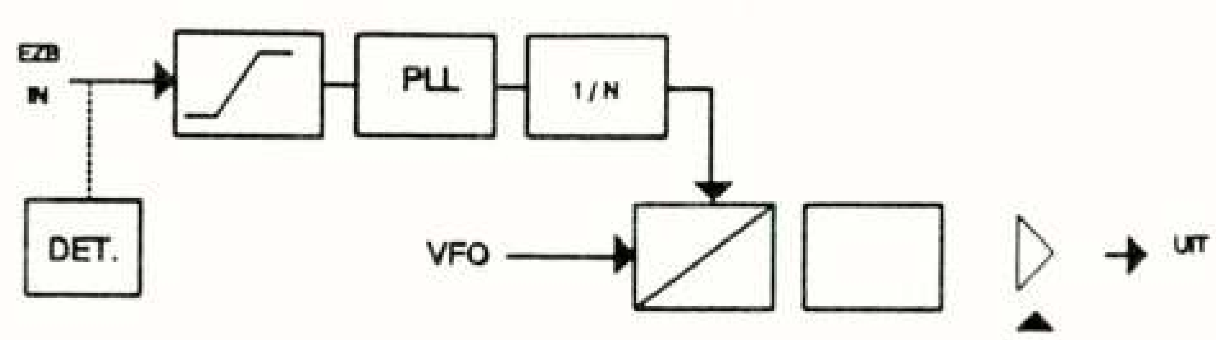
BAND	MET BUIZEN	MET TRANSISTOREN
1,3 GHz	20 - 400 Watt	1 - 20 Watt
2,3 GHz	10 - 50 Watt (800 W; noot [3])	1 - 10 Watt
3,4 GHz	1 - 25 Watt	0,5 - 10 Watt
5,6 GHz	1 - 25 Watt	0,5 - 5 Watt
10 GHz	1 - 40 Watt	0,25 - 4 Watt
24 GHz	?	0,01 - 0,1 Watt
75 GHz	-	1 - 10 mW
145 GHz	-	0,1 - 1 mW
245 GHz	-	0,01- 0,1 mW

Overzicht gebruikelijke zendervermogens

Modulatiemethoden

Zoals hiervoor al gezegd wordt voor lange afstand verbindingen vrijwel uitsluitend morsetelegrafie en EZB telefonie gebruikt. Gezien het doel van de experimenten: zover mogelijk komen, ligt dit voor de hand want hierbij wordt bij lage ingangssignaalruisverhoudingen het allerbeste resultaat bereikt. EZB telefonie stelt echter wel zware eisen aan de lineariteit van de zendertrappen en in sommige gevallen

BLOKSCHEMA FM COMPATIBELE EZB OPWEKKING



wordt wat aan de ontvangstzijde wordt verdiend met de geringe bandbreedte, aan de zenderzijde verloren door de hinderlijke relatie tussen lineariteit en uitgangsvermogen.

Een in Nederland door amateurs ontwikkelde methode is die waarbij een "enkelzijbandcompatibel" FM signaal wordt opgewekt. Het is FM modulatie waarbij het gemoduleerde signaal door een EZB ontvanger volledig kan worden gedetecteerd.

Bij deze, als bij alle andere vormen van FM, is de signaalamplitude constant en van de EZB, die zoals U weet een bepaalde combinatie van amplitude en fazemodulatie is wordt de amplitudevariatie verwijderd en blijft slechts de fase-modulatie over. Hoewel het resultaat na detectie de schoonheidsprijs niet verdient (door de 100% amplitudebegrenzing klinkt het wel duidelijk maar erg gezwollen) wordt de zender zeer eenvoudig.Het oorspronkelijke EZB signaal wordt 100% in amplitude begrensd en aan de zendervermenigvuldigerketen toegevoerd, nadat de fazezwaai 1/n maal zo groot is gemaakt (n is de vermenigvuldigfactor in de zender). Op de zenderfrequentie is de fazezwaai dan weer normaal. Het is ook goed mogelijk (maar wordt nog weinig toegepast) om de versterking van de zendereindtrap met de omhullende van het oorsponkelijk EZB signaal te varieren. Het aldus gecreëerde signaal onderscheidt zich vrijwel niet van "echte EZB"

Propagatie

Hoewel niet direct "technologie" is de propagatie een belangrijk element van de amateuractiviteiten op de microgolven. De voornaamste propagatiemethode (qua beschikbaarheid) is "troposcatter",

[3] *Wanneer een magnetronoven gesynchroniseerd wordt gebruikt.*

maar amateurs raken pas enthousiast als de professionele gebruiker hinder heeft van extra buiging in de atmosfeer. Dan worden verbindingen tot over meer dan 1000 km mogelijk, hoewel op 24 GHz en hoger hiermee nog vrijwel geen ervaring is opgedaan.
De laatste jaren blijkt, vooral doordat veel meer stations op die hogere frequenties actief zijn, dat op 5 en 10 GHz relatief grote afstanden overbrugd worden door gebruik te maken van zware regenbuien als reflector. Door de relatief grote dopplerverschuivingen die de snelle beweging van de reflecterende regendruppels teweeg brengt is in het gereflecteerde signaal alle coherentie zoek en is vrijwel uitsluitend morsetelegrafie te gebruiken. Amateurs kenden dit soort reflecties al van de op 145 en 435 MHz gebruikte reflecties tegen geioniseerde banen tijdens noorderlicht. Onlangs zijn door een aantal amateurs proeven gestart met onderzoek naar de mogelijkheden gebruik te maken van wolkenformaties als reflector. Op 10 GHz worden hiermee goede resultaten bereikt: over relatief lange afstanden blijkt bij bewolkte hemel de ontvangen signaalsterkte veel groter te zijn wanneer veel bewolking voorkomt boven het traject.

Voordracht gehouden tijdens de 424e werkvergadering

FREQUENTIE STABILISATIE VAN VRIJLOPENDE OSCILLATOREN

Ing. K.Spaargaren PA0KSB

Two principles are described both with the same purpose: to maintain the frequency of a freerunning oscillator on the value set by an operator. The first method is suitable to correct frequency drift caused by temperature variations. The second principle, which has a higher bandwidth, is also capable to reduce oscillator phasenoise up to a few kHz away from the carrier frequency.
Both methods are simple and cheap and result in significantly improved performance of freerunning oscillators. Shortcomings are the lack of operator convenience and suitable control possibilities by a microcontroller. Mainly for these reasons the methods are considered to be suitable only for amateur radio purposes; for operators that understand the limitations, not for general purpose professional applications.



1. Introductie

De kwaliteit van een radio zender of ontvanger wordt voor een groot deel bepaald door de eigenschappen van de interne oscillatoren. De laatste jaren is er een veelheid aan frequency-synthesiser chips op de markt gekomen, die in vrijwel alle commercieel beschikbare (Japanse) amateurapparatuur worden toegepast. Ofschoon de bedienbaarheid van apparatuur daardoor sterk is verbeterd geldt dat niet ook automatisch voor de kwaliteit van oscillatorsignalen. Juist in radioamateurtoepassingen zijn nauwkeurige frequentieinstelling, frequentiestabiliteit en lage faseruis bepalend voor de kwaliteit van de apparatuur. In dit artikel wordt aangegeven hoe deze laatste eigenschappen te verkrijgen zijn met eenvoudige middelen.

2. Eisen

In radioamateurtoepassingen in het kortegolf gebied (1,8-30 MHz) wordt geen gebruik gemaakt van een vast kanaalraster. Dientengevolge vindt de afstemming van zenders en ontvangers in de amateurbanden vrijwel uitsluitend plaats met continu variabele oscillatoren of met synthesisers die met zeer kleine stapjes instelbaar zijn (10 Hz). In de amateurbanden wordt naast single side band (SSB) nog steeds veel gebruik gemaakt van morsetelegrafie; de ouderwetse methode waarmee ervaren operators in staat zijn berichten uit te wisselen onder ongunstige ontvangstomstandigheden. Bij telegrafie worden zeer smalle filters in de ontvanger gebruikt (100 Hz of zelfs minder) teneinde de signaal/storingsverhouding zo optimaal mogelijk te maken. Beide modes en ook de meer en meer gebruikte computer communicatie modes in de amateurbanden vereisen een hoge frequentiestabiliteit van zenders en ontvangers. Een andere eis vloeit voort uit het feit dat diverse amateurbanden in het frequentiegebied dicht bij kortegolf omroepbanden liggen. Er worden daar zendvermogens van vele honderden kW en grote gerichte zendantennes gebruikt. De veldsterkten, met name in Europa, zijn dan ook zeer groot. Er ontstaan in de ingangstrappen van amateurontvangers grote ongewenste signalen die door de front-end selectiviteit niet afdoende onderdrukt kunnen worden. Amateurverbindingen vinden vaak plaats met zwakke signalen; een paar dB signaal/ruisverhouding is al voldoende voor een telegrafieverbinding. Willen we dus de ontvangergevoeligheid en selectiviteit optimaal kunnen gebruiken dan is het noodzakelijk dat die sterke stoorsignalen de veel zwakkere amateursignalen niet nadelig beinvloeden. Naast een groot dynamisch werkgebied van een ontvanger front-end moet de oscillatorzijbandruis (faseruis) aan hoge eisen voldoen teneinde reciprocal mixing laag te houden (het ongewenste effect van menging van oscillatorzijbandruis met signalen naast de ontvangfrequentie). Interessant is het feit dat deze eigenschap van nieuwe commercieel verkrijgbare amateurapparatuur veelal nog steeds slechter is dan van 40 jaar oude buizenapparaten die blijkbaar met uitstekende oscillatoren en optimale selectiviteit waren uitgevoerd.

Gezien het bovenstaande zijn de eisen die gesteld worden aan een oscillator voor amateurtoepassingen als volgt:

. frequentiegebied 1-50 Mhz.
. frequentie-instelling en stabiliteit gedurende een paar uur 10Hz.
. faseruis: beter dan 120 dBc/Hz (dB beneden de draaggolf) op 1kHz afstand en beter dan 150 dBc/Hz op 100 kHz afstand.
. handmatige frequentieinstelling door middel van een draaiknop

3. Storende invloeden

Zonder in details te treden worden hierna de belangrijkste storende invloeden op een oscillator vermeld:

. temperatuur
. voedingsspanning
. magnetische velden
. belasting en terugwerking
. mechanische trillingen
. veroudering van componenten
. zijbandruis veroorzaakt door de schakelingen

4. Bekende uitvoeringsvormen van oscillatoren zijn:

. kristaloscillator
. vrijlopende afstembare oscillator (VFO)
. mengsystemen
. synthesisers (feedback en direct digital)
. variabele kristaloscillator (VXO)

In het algemeen geldt: hoe hoger de kwaliteitsfactor van de resonantiekring (Q) hoe beter de eigenschappen van de oscillator. Alle bovengenoemde systemen zijn in gebruik bij radioamateurtoepassingen. RC oscillatoren komen wegens hun slechte stabiliteitseigenschappen niet in aanmerking voor de genoemde toepassingen. Wegens de flexibiliteit en eenvoud zou men graag een VFO gebruiken. Helaas heeft zo'n schakeling de grootste gevoeligheid voor de genoemde storende invloeden en is dan ook slechts voor de laagste amateurbanden zonder meer te gebruiken. Kristaloscillatoren en VXO's geven een kwalitatief zeer goed signaal maar zijn wegens de geringe verstembaarheid slechts beperkt te gebruiken. Op synthesisers wordt hier verder niet ingegaan.

5. Frequentiestabilisatiemethoden

De volgende twee principes worden in dit hoofdstuk beschreven:

. digitale driftcorrectie van een VFO

. frequentiestabilisatie door middel van een VXO

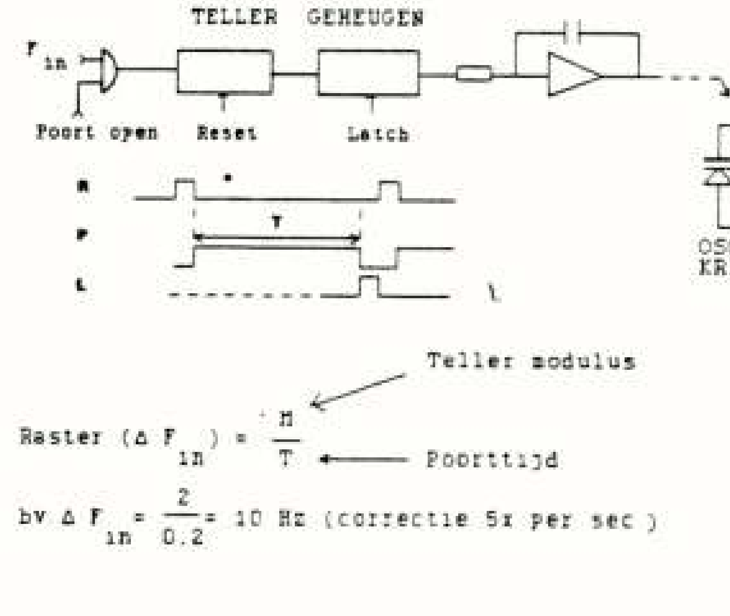
5.1 Digitale driftcorrectie

Men kan zich de werking van een digitale driftcorrectie het eenvoudigst voorstellen door een gewone digitale frequentieteller in gedachten te nemen. Als de teller een poorttijd heeft van een seconde zal de resolutie van de meting één Hz bedragen. Heeft men met de hand de juiste frequentie van de VFO ingesteld dan zou men de dan gemeten waarde in een geheugen kunnen vastleggen en men zou elke volgende meting met het opgeslagen getal kunnen vergelijken. Een denkbeeldige regelautomaat zou afwijkingen van de frequentie kunnen corrigeren zolang tot weer de vastgelegde frequentie is bereikt.

In oudere ontvangers zijn die systemen daadwerkelijk toegepast.

Stelt men dat binnen een seconde de frequentie niet meer verloopt dan de laatste tellertrap kan aangeven dan is slechts alleen die trap nodig (eigenlijk de eerste in een tellerketen). De uitvoering kan dan zeer eenvoudig worden. Stel men kiest dat de laatse tellertrap steeds vijf moet aangeven. De frequentie regeling zal er dan voor zorgen dat dat gemiddeld het geval blijft. In het genoemde voorbeeld zullen op veelvouden van tien Hz stabiele werkpunten ontstaan. Andere poorttijden zullen een ander raster geven. Afhankelijk van de stabiliteit van de regeling kan de werkelijke frequentie iets om een werkpunt blijven varieren. Zolang die variatie minder is dan één Hz kan ook een geoefend oor een overeenkomstige frequentievariatie in een laagfrequent signaal uit de ontvanger niet meer waarnemen en zal een ontvangen telegrafietoon als een "kristaltoon, T9", worden beoordeeld.

Het is niet nodig dat de laatste teltrap decimaal werkt. Een binaire teller voldoet ook.



Figuur 1 Driftcorrectie volgens teller methode

In Figuur 1 is het blokschema van een digitale driftcorrectie van een VFO gegeven. Het betreft een conventionele teller schakeling waarbij teller en geheugen eenvoudige flipflops zijn. De uitgang van de integrator, die via een capaciteitsdiode de VFO-frequentie bestuurt, zal pas tot rust komen als de uitgang van het geheugen gemiddeld even vaak hoog als laag is. Dat is een stabiel werkpunt van de schakeling. De regeling via de integrator werkt zo traag dat een operator er tijdens het afstemmen niets van merkt. Laat hij de afstemknop los dan zal de frequentie naar het dichtstbijzijnde stabiele werkpunt kruipen en daar blijven staan. De natuurlijke instabiliteit van een laatste tellertrap (één count) die ontstaat ten gevolge van het ontbrekende faseverband tussen herhalingsfrequentie en te tellen frequentie werkt hier eerder voordelig dan nadelig.

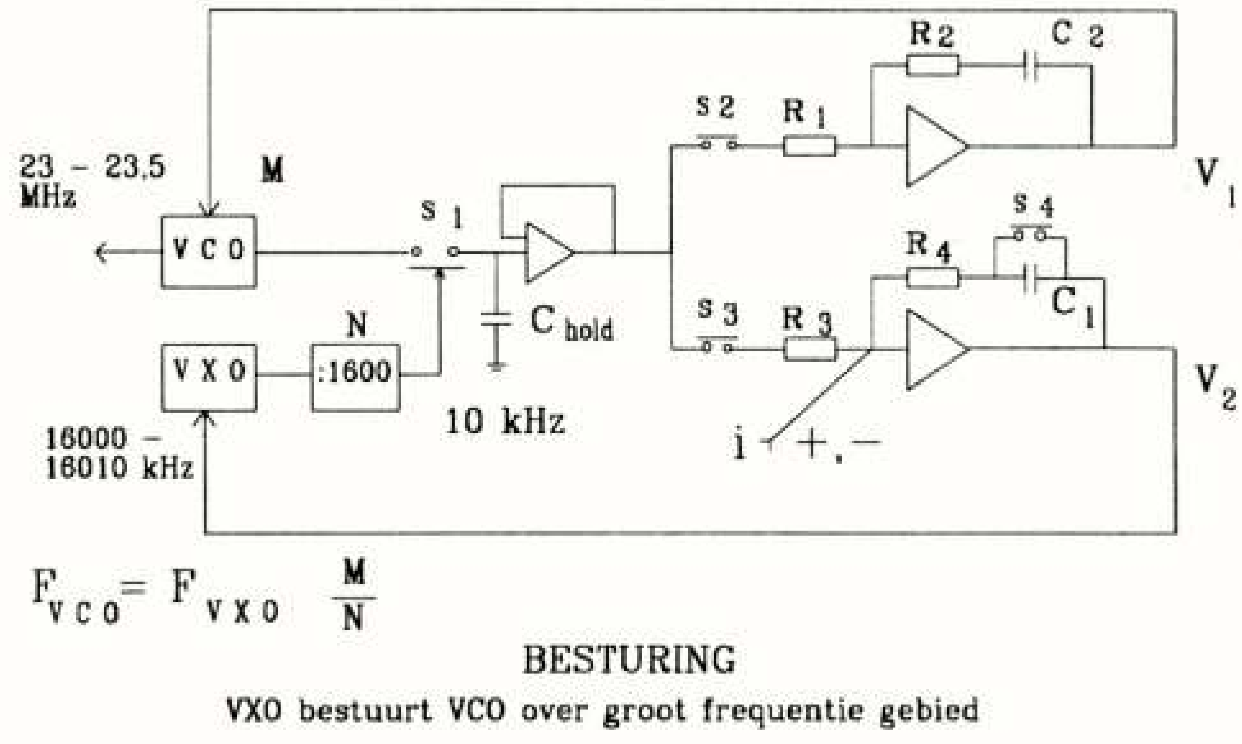
De uiteindelijke stabiliteit wordt bepaald door de nauwkeurigheid van het poortsignaal. Dat dient dus van een goede kristaloscillator te zijn afgeleid. In Figuur 1 zijn goed bruikbare waarden gegeven voor poorttijd, herhalingsfrequentie en resulterend frequentieraster.

Teneinde practisch realiseerbare waarden van de RC-combinatie te verkrijgen kan in serie met de ingangangsweerstand van de integrator een electronische schakelaar worden opgenomen die de weerstand periodiek kortstondig inschakelt. Een uitvoering van dit principe is door mij beschreven in amateurlitteratuur in Nederland, UK en USA, weliswaar met een octale teller, in plaats van de binaire teller. Het principe wordt in amateurkringen vaak toegepast en is door auteur Pat Hawker van het Engelse blad Radio Communications voorzien van de naam "huff and puff stabiliser". (Afgeleid van het geluid van de toerental-regulatoren van oude stoommachines. Blijkbaar waren die regelingen toen ook instabiel. Het lijkt me dat men tegenwoordig zo'n regeling een fuzzy regelaar zou noemen: het resultaat is niet precies, maar goed genoeg.)

De bandbreedte van de regellus van het systeem uit Figuur 1 is zeer gering zodat alleen temperatuurdrift gecorrigeerd kan worden.

5.2 Frequentiestabilisatie door middel van een VXO.

De schakeling uit Figuur 2 heeft een aanzienlijk grotere bandbreedte waardoor het mogelijk is ook laagfrequente faseruis en b.v.100 Hz zijbanden van een oscillatorsignaal te reduceren. Het principe berust op de werking van een VXO.Zoals bekend geeft een VXO een zeer zuiver uitgangssignaal, vergelijkbaar met dat van een kristaloscillator, zolang de frequentieverstemming niet meer bedraagt dan ca. 1 promille.



Figuur 2 Frequentiestabilisatie door middel van een VXO.

In Figuur 2 is de te stabiliseren oscillator uitgevoerd als voltage controlled oscillator (VCO) die werkt tussen 23 en 23,5 MHz. Er zijn twee P+I regelversterkers (proportional + integral) die, afhankelijk van de stand van de electronische schakelaars S2 en S3, als regelaar of als houdversterker werken. De VXO loopt van 16000 tot 16010 kHz en bestuurt na deling door 1600 de sample-hold (S/H) schakeling rond de electronische schakelaar S1 aan. S1, een deel van een HC 4066 analoge schakelaar, wordt steeds zeer kortstondig opengestuurd (ca. 10 nano sec.) met een herhalingsfrequentie van ongeveer 10 kHz. Op elk veelvoud van 10 kHz van het 23 MHz signaal zal de S/H schakeling laagfrequente output geven. (Men kan de schakeling ook beschouwen als een harmonische mengtrap.)

In de normale situatie is S2 gesloten en S3 open. De regelaar met uitgangsspanning V1 zal de VCO vergrendelen op elk veelvoud van de 10 kHz bemonsterfrequentie. Wordt nu de VXO verstemd door het veranderen van de lading in C1 met behulp van een afstem-mechanisme (stroom i naar C1) dan zal de VCO die frequentie-verandering volgen en wel met een vermenigvuldigingsfactor van ongeveer 23/16.

Als de VXO aan het eind van het uitstuurgebied komt wordt dat gedetecteerd in de besturingsschakeling die dan de VXO frequentie in korte tijd terugbrengt tot aan ongeveer het begin van het bereik. Het volgende programma wordt daartoe doorlopen: S2 opent en de VCO frequentie blijft (ongeregeld) staan. S3 sluit en C1 ontlaadt via S4, waardoor de VXO frequentie daalt. Een zoekschakeling in de besturings-logica zorgt er voor dat de VXO vergrendeld wordt aan het VCO signaal. S2 sluit, S3 opent en de normale toestand is weer hersteld: de VCO wordt weer bestuurd door de VXO en er kan een volgende slag worden gemaakt.

De VXO frequentie zal dus steeds in hetzelfde gebied blijven en van laag naar hoog lopen (of omgekeerd) terwijl de VCO steeds verder wordt verstemd.

De P+I regelaars zorgen er voor dat na omschakeling de fase-continuiteit gewaarborgd is, zodat er in een ontvangen signaal geen hinderlijke klik ontstaat, die er wel zou zijn als na het omschakelen de fase van het VCO signaal nog zou moeten worden bijgeregeld.

Bij juiste dimensionering kan het omschakelproces binnen ca. 200 msec voltooid zijn. Een operator merkt er nauwelijks iets van. Het omschakelen vindt namelijk plaats als de frequentie toch al werd versteld.

De bandbreedte van de regellus kan door de relatief hoge bemonster-frequentie tamelijk hoog zijn zodat laagfrequent faseruis componen-ten van het VCO signaal gereduceerd kunnen worden.

In grote lijnen kan men zeggen dat binnen de lusbandbreedte de VCO de stabiliteit en lage ruis eigenschappen van de VXO overneemt, terwijl daarbuiten de initiële eigenschappen van de VCO zelf onver-anderd blijven bestaan.

Eventueel doorlekken van het 10 kHz referentie signaal, dat bij een S/H schakeling van nature al zeer gering is, naar de VCO kan nog verder worden beperkt door geschikte filters in het regelluscircuit op te nemen. De stabiliteit en bandbreedte van de regellus hoeven daar-door niet wezenlijk te worden aangetast.

Daar de uiteindelijke VCO frequentie bepaald wordt door de spanning V2 van de analoge houdversterker rond C1 is een extra (niet gete-kende) driftcorrectie schakeling van Figuur 1 nodig om de VXO frequentie langdurig op zijn plaats te houden.

6. Conclusies

Met de beschreven digitale driftcorrectie kan een uitstekende long term stabiliteit van een VFO verkregen worden. De uiteindelijke stabiliteit wordt bepaald door de stabiliteit van het kristal in de tijd-basis oscillator.

Met de VXO schakeling kan over een groot frequentiegebied een VCO met uitstekende stabiliteit en faseruis eigenschappen worden gemaakt. Beide methoden zijn eenvoudig, goedkoop en kunnen wor-den gerealiseerd met alom verkrijgbare gangbare componenten.

Als nadeel kan genoemd worden dat geen nauwkeurige frequentie-instelling door een microcontroller of PC mogelijk is.

Ook kan het een nadeel zijn dat na inschakelen de VCO schakeling niet begint te werken op de frequentie waarop hij eerder werd uitge-schakeld. Bovengenoemde nadelen verminderen het bedieningsgemak zodat de schakelingen voornamelijk gebruikt zullen blijven worden door radioamateurs, die de beperkingen van de methoden kennen en met eenvoudige middelen toch goede resultaten willen boeken.

Voordracht gehouden tijdens de 424e werkvergadering

UIT HET NERG

PERSONALIA

Op 28 juni j.l. werd het NERG-erelid prof.dr. F.L.H.M. Stumpers door de Polytechnische Universiteit van Wroclaw (Polen) benoemd tot eredoctor in de technische wetenschap.
De promotor was prof.dr. Bem, terwijl de rector van de universiteit zelf de hele plechtigheid heeft geleid.
Tijdens het officiële gedeelte werd in het pools en in het latijn gesproken.
Het koor van de universiteit heeft de plechtigheid begeleid o.a. met het zingen van vaderlandse liederen.
Het geheel was ingebed in het tweejaarlijkse EMC symposium van Wroclaw. Daar was ook een Nederlandse delegatie aanwezig, waaronder onze leden ir. Vrolijk en dr. Spoelstra.

Elders in dit nummer is een publicatie van de hand van prof.dr. Stumpers opgenomen, dat hij schrijft in zijn hoedanigheid als ere-president van URSI.

VAN DE REDACTIE

Informatie betreffende technologische ontwikkelingen in vooraanstaande geïndustrialiseerde landen.

Het doel van dit redactionele bericht is aandacht te vestigen op enige uitgaven in de vorm van regelmatig verschijnende voorlichtingsbladen, die worden uitgegeven door het Ministerie Van Economische Zaken.
Technews Washington, Tokio, Bonn, Parijs, Rome is een serie voorlichtingsbladen voor Nederlandse bedrijven en instellingen die op de hoogte willen blijven van technologische ontwikkelingen in landen als de Verenigde Staten, Canada, Japan, Korea, Duitsland, Frankrijk en Italië. De artikelen in Technews worden geschreven door de technisch wetenschappelijke attaché's, die verbonden zijn aan de Nederlandse ambassades in de betreffende landen. Via die kanalen kan desgewenst vaak ook meer achtergrondinformatie worden verkregen.
De artikelen in de Technews-bladen bestrijken het gehele terrein van de techniek. Uit het relatief grote aantal artikelen op het gebied van de elektronica en informatietechnologie blijkt dat vooral de *toepassingen* van dit vakgebied een zeer grote reikwijdte en maatschappelijke betekenis hebben. Maar ook het *onderzoek* op het vakgebied zelf krijgt aandacht. Zo heeft bijvoorbeeld het Technews Washington dit jaar een aantal nummers uitgebracht met de thema's:
Digital Signal Processing,
Concurrent Engineering,
Multimedia.

Behalve algemene informatie over het betreffende onderwerp, bevatten de voorlichtingsbladen meestal ook gegevens over meer uitgebreide informatiepakketten, demonstratie-diskettes, bedrijfsinformatie, gegevens over toepassingen, conferentie-overzichten etc.

Naast de algemene voorlichting middels de Technews-bladen zijn de technisch wetenschappelijke attaché's ook bereid individuele vragen van Nederlandse bedrijven en instellingen te beantwoorden voor zover dit technologische onderwerpen in hun regio betreft. Het kan bijvoorbeeld gaan om hulp bij het verkrijgen van moeilijk toegankelijke informatie.
Vragen die een handelskarakter hebben zullen terzijde gelegd worden.

Behalve de bovengenoemde voorlichtingsbladen verschijnen er ook regelmatig uitgaven van Technews Europa. Dit is het communicatiemiddel van EG-Liaison met het Nederlandse bedrijfsleven en de wetenschappelijke instellingen. Het is een belangrijke informatiebron om op de hoogte te blijven van de Europese technologie-programma's.
Zo bevat het augustus-nummer van Technews Europa de hoofdlijnen van het programma voor 1994/1995 van de Europese Onderzoek- en Technologiefondsen. Daarin vindt men bijvoorbeeld ook opgenomen de thans lopende en de nieuwe COST-acties. Aan de COST Telecom acties werd door het NERG reeds eerder aandacht besteed, namelijk in de 417e werkvergadering gehouden in november 1993. In nummer 1 van deze jaargang van dit Tijdschrift zijn daarover enige artikelen gepubliceerd.
In het genoemde augustusnummer van Technews Europa wordt voorts aangekondigd dat er in het nieuwe 4e Kaderprogramma van de EG in de komende 4 jaar veel meer onderzoekmogelijkheden komen en er meer subsidies beschikbaar komen dan ooit eerder het geval was.
Enige onderwerpen op het gebied van elektronica en communicatie die binnen dat kader thans actueel zijn:
- Advanced Communication Technologies and Services
- Industriële technologie en materialen
- Een Europa-breed onderzoeknetwerk (34 Mb/sec.)
- Telematica toepassingen.

Voor meer informatie kan men zich wenden tot het volgende adres:

Ministerie van Economische Zaken
Postbus 20101
2500 EC 's-Gravenhage

De 24ste Algemene Vergadering van de Internationale Wetenschappelijke Radio Unie te Kyoto, 1994.

prof.dr.F.L.H.M.Stumpers
ere-president URSI

Deze vergadering werd geopend op 24 Augustus 1994 met een welkomstwoord van professor Okoshi, voorzitter van het japanse organisatie comité. Hij achtte het mogelijk, dat de "Götterfunken"(Schiller) gerealiseerd zouden kunnen worden door de radiogolven, die immers ook bij kunnen dragen tot de eenheid der volkeren. Het tweede welkomstwoord werd gesproken door dr.Kondo, president van de Raad voor de Wetenschap in Japan. Ook hij verwelkomde de 1045 geregistreerde bezoekers en de 201 studenten, waaronder 113 jonge wetenschappers. Namens de URSI heette prof.Jull, president, speciale gasten welkom, zoals prof.Gordon, vice-president ICSU en ere-president URSI, Mr.Kirby, Directeur van het Radiocommunicatiebureau van de ITU, Dr.Baldwin, namens IAU, Dr.Robinson, voorzitter IUCAF.

In zijn rapport herinnerde professor van Bladel aan de Review of Radio Science en het boek Modern Radio Science,dat alle aanwezigen hadden ontvangen. Bij de Unie zijn ca.40 Academies of soortgelijke research instituten aangesloten. Professor van Bladel nam aan het eind van de Vergadering afscheid. Hij ontving een boek met brieven van waardering van commissies en individuen, en een aandenken. Mr.Kirby gaf de traditionele groeten van de directeur van het CCIR, ditmaal in zijn nieuwe functie, en mede namens de secretaris-generaal van ITU, dr.Tarjanne. In de nieuwe structuur van het I.T.U. wordt het CCIR voortgezet in de Radiocommunicatie Vergadering en de Studiegroepen daarvan, kort "ITU-R."*URSI blijft ITU's voornaamste wetenschappelijke partner.* Vele URSI wetenschappers zijn zeer geïnteresseerd in telecommunicatie. Eminente URSI persoonlijkheden hielpen de CCIR op te richten in 1927, en ook nu treden leden van de URSI leidend op in het werk van de ITU-R Studiegroepen. De propagatie van radiogolven en de wetenschappelijke radio diensten zijn nauw verbonden, bijv. *Radioastronomie, ruimteonderzoek, standaard frequentie en tijd.* De nieuwe ITU-R "Science Services" Studie Groep kan de stem van de wetenschap in internationale aanbevelingen en overeenkomsten sterker laten horen, bij het gebruik en de bescherming van deze diensten in het radio frequentiespectrum. *De URSI heeft de horizon van de radio wetenschap stelselmatig verbreed, eerst in geophysica en ruimte onderzoek.* In telecommunicatie was er een URSI-ITU verbindingscomité achtereenvolgens met Saxton, Thué, en Hagn als voorzitter. In Praag 1990 werd een *Wetenschappelijk URSI Comité voor telecommunicatie* onder professor Barclay opgericht.

De URSI initiatieven in electromagnetica, in biologie en medicijnen hebben belangrijke bijdragen geleverd in deze moeilijke, multidisciplinaire richtingen, en rijke zittingen in de huidige algemene vergadering.

Radiospectrum congestie op aarde en in de ruimte blijft een vitale uitdaging, die zowel de ontwikkeling van de telecommunicatie als de wegen van de radiowetenschap begrenst. Coördinatie om nieuwe diensten in te richten in de geostationnaire baan is een vele maanden, soms zelfs twee jaar durend proces. Nieuwe procedures worden ontwikkeld voor de coördinatie van niet-geostationnaire diensten.

Effectieve technologie wordt ontwikkeld om systeem- immuniteit te verbeteren, met minder storing voor en van anderen.

Wat betreft de totale opbrengst van het spectrum als een mondiale hulpbron, wordt meer economische dan technische research gepleegd. Er zijn wel studiegroepen, maar weinig of geen universitaire colleges of wetenschappelijke plannen. Zoals in andere zaken, die het milieu betreffen, is de internationale samenwerking in de wetenschap groter dan die in het geven en aanvaarden van regels.

Misschien kan de URSI hier de ITU helpen. *Mr.Kirby hoopt en spoort ertoe aan, dat de nieuwe ITU de voortdurende nauwe samenwerking met URSI blijft genieten,* en wenst deze vergadering, dit grote feest van de radio wetenschap, alle succes toe.

In zijn presidentiele toespraak herdacht Prof.Jull de dood van verschillende prominente URSI- leden, o.a. prof. Tellegen, prof.Bates, Prof.Prokop, prof.Sinclair.

Hij heette speciaal de jonge wetenschappers welkom, die hun eerste URSI vergadering bijwoonden. Hij begroette ook de Russische geleerden, die met hulp van de Internationale Science Foundation, naar New-York hadden kunnen komen. Er waren helaas meer aanvragen dan hulp mogelijkheden. URSI moet beter bekend worden, maar ook de overkoepelende organisatie ICSU is te weinig bekend. URSI's missie is de internationale samenwerking in de radio wetenschap te bevorderen. Er zijn andere organisaties met soortgelijk doeleinden, zoals IEEE, IEE, maar zo lang als internationale samenwerking in de radio wetenschap belangrijk is, heeft URSI een grote toekomst.

Direct na de openingszitting werden onder voorzitterschap van prof. Cullen, de URSI Medailles uitgereikt. De Gouden van der Pol Medaille ging naar prof.T.B.A.Senior: "Voor theoretische bijdragen aan de diffractie en strooiïng van electromagnetische golven, in het bijzonder met betrekking tot de simulatie van materiele effecten bij verstrooiing." De laudatio werd gegeven door Prof.Sluiter, president van het nederlands URSI Comité.

De Dellinger Gouden Medaille ging naar dr.Peter Stubbe van het Max Planck Instituut voor aeronomie in Duitsland.

"Voor de conceptie, de constructie en de operatie van een hoogfrequente inrichting, die de ionosfeer kan veranderen in het gebied van de Aurora en voor de theoretische bevordering van het begrip van de bijbehorende plasma processen". Prof.Butler, president van het URSI Comité, USA, reikte deze medaille uit.

De Appleton prijs werd door prof.Claricoats, president URSI Comité U.K., uitgereikt aan professor Tudor Jones: "Voor belangrijke bijdragen, zowel als individu als wetenschappelijk leider, tot de studie van de physica van de ionosfeer met behulp van radio en radar."

Prof.Adachi, president URSI Comité Japan reikte de Koga Gouden Medaille uit aan prof.G.Rebeiz van de Universiteit van Michigan, voor zijn werk op het gebied der mm-golven. Deze prijs is alleen voor geleerden, jonger dan 35 jaar.

In de sluitings vergadering op Donderdag 2 September werd de uitno-

diging van het Franse URSI Comité de volgende algemene vergadering in Augustus 1996 in Lille te houden, aangenomen. Verder werden de aanvragen voor het URSI lidmaatschap van de Academies van Rusland, de Oekraine, Uzbekistan, Korea en Turkije in beginsel aanvaard, evenals de aanvragen voor het geassocieerd lidmaatschap van de Academies van Belarus, Chili en Kazakhstan. Het geassocieerd lidmaatschap van Peru werd gecontinueerd. Prof.Lagasse aanvaarde het ambt van Secretaris-Generaal van URSI. Professor Jull nam afscheid als President. Mevrouw Jull dankte de Japanse dames voor hun bijdrage aan de ontvangst van de dames der gedelegeerden. Dr.Bauer(Frankrijk) aanvaardde het ambt van President van URSI. Hij verwelkomde het, in de vorige vergadering gestichte Wetenschappelijk Comité voor Telecommunicatie, als versterking van URSI in het veld der telecommunicatie. De groep onder dr.Shapira, die als taak heeft de karakterisatie van mobile en persoonlijke communicatiekanalen, werd gecontinueerd.

COMMSPHERE'94 wordt in December in Israel gehouden. De vicepresidenten van URSI zijn nu: prof.Andersen (Denemarken), prof.Claricoats (U.K.), prof.Okoshi (Japan), prof.Senior (USA). Oudpresident prof.Jull blijft lid van het Bestuur.

Betalingen aan URSI zullen in het vervolg in Belgische francs genoteerd worden. Het grootste deel van de tijd was beschikbaar voor commissievergaderingen. Ik heb voor dit verslag gekozen voor Commissie E, omdat ik daarin met de EMC Symposia in Wroclaw (Programma voorzitter) en Zürich (Vice-president) actief ben. Ik was voorzitter van deze Commissie van 1981 tot 1987 en redacteur voor deze Commissie van de Review of Radio Science over de periode 1986-1989. Commissie E heeft zeven werkgroepen:

E1.*Beheer en gebruik van het Spectrum (voorzitter Parlow (USA)*

E2. *Niet-Gaussische Ruis in Communicatie (voorzitter Spaulding (USA)*

E3. *Hoge vermogens in het electromagnetisme. Voorzitter R.Gardner (USA)*

E4. *Ruis van aardse en planetaire oorsprong. Voorzitter prof.Hayakawa (Japan)*

E5. *Interactie met en bescherming van complexe systemen. Voorzitter C.Baum (USA)*

E6. *Effecten van transients op apparatuur. Voorzitter V.Scuka (Zweden)*

E7. *De buiten-aardse en aardse meteorologische en electrische omgeving met ruis en chaos. Voorzitter Kikuchi(Japan)*

Tijdens de vergadering was Hamelin voorzitter van Commissie E, en Scuka vice-voorzitter. Voor de periode 1993-1996 werd Scuka voorzitter en Hayakawa vice-voorzitter.

Commissie E bevordert onderzoek en ontwikkeling in:

1.Aardse en planetaire ruis van natuurlijke oorsprong.

2.De samengestelde ruis omgeving.

3.Effecten van ruis op de prestatie van een systeem.

4.Blijvende effecten van transients op de prestatie van systemen;dit sluit de nuclaire magnetische puls in.

5.Wetenschappelijke bases van ruis en storings beheersing.

6.Gebruik van het spectrum.

Zoals ik uit ervaring weet is commissie E gewoonlijk goed vertegenwoordigd in de EMC Symposia van Wroclaw en Zürich.

Dat zal in andere Symposia ook wel het geval zijn. In Kyoto gaf dr.Parlow een overzichtsvoordracht: *"Telecommunicatie op de viersprong"*. Hij behandelde digitale technologie en efficiente modulatietechnieken, verbinding van computers, locale netwerken (LAN), mobiele en draadloze communicatiesystemen, satellieten in lage banen om de aarde (LEOs), hoge definitie televisie,en nationale of internationale kostenverrekeningen. Er waren meer dan 90 luisteraars. De overzichtsvoordracht is een goed hulpmiddel voor deskundigen om moeilijke onderwerpen in een goed perspectief te zetten voor onderzoekers en ingenieurs.

Zitting E1: *Buitenaardse meteorologische en electrische omgeving. (Kikuchi).*

Auteurs uit zes landen discussieerden over kosmische, meteorologische, atmosferische en laboratorium ontladingen, ionisatie en electrificatie bij gassen, die geladen stofkorrels bevatten. Aerosols werden beschouwd, ook als "Stoffige" of "vuile" plasmas, met toepassing van een nieuwe gravito-electrodynamica, plasma-dynamica met eigen gravitatie, electrohydrodynamica, en/of electromagnetohydrodynamica, waarvan de ontwikkeling juist begonnen is en niet beschreven kan worden door de klassieke plasma-theorie. Een aantal nieuwe waarnemingen en theorieën over deze plasma's werd behandeld. De interactie op grote en kleine schaal bij ruimte- en tijdveranderlijke structuren, geassocieerd met ruis en chaos in turbulente plasma's, moeten behandeld worden op basis van nieuwe concepten zoals zelf-organisatie en chaos. De term "kritische Kikuchi snelheid" werd geïntroduceerd om de oorsprong van lading in veld-vortices te begrijpen. Zie ook de nieuwe werkgroep E7 boven.

Zitting E2:*De aardse electromagnetische omgeving (Hayakawa).*

Auteurs uit 8 landen behandelden: "winter-bliksem" in Japan; een experimentele benadering van het ontketenen van een blikseminslag met behulp van laserstralen van hoge torens werd getoond, en leidde tot levendige discussie.

Metingen met de Radiometer van Stanford University hebben belangrijke bijdragen geleverd tot de statistische evaluatie van de globale distributie van de VLF en ELF ruis-omgeving. Russische geleerden hebben sterke ELF emissie waar genomen in de avond. De atmosferische storing, die leiden tot de emissie van whistlers, worden "tweeks" genoemd. Men kan deze gebruiken om de propagatie lengte en de hoogte van de ionosfeer te vinden. Een overzicht van de harmonische straling van energie leidingen werd gegeven, waaruit het belang van deze harmonischen voor ionosfeer en magnetosfeer volgde. Men heeft voorgesteld neurale netwerken als basis te nemen voor het identificeren van gestructureerde emissies. Men heeft twee resonanties van de lagere atmosfeer gevonden. Die kunnen acoustisch ge-exciteerd zijn door vulkanen, of door grote ruimtevaartuigen, die de ionosfeer passeren. Men hoopt, dat voor wetenschappelijk doeleinden ook in het laagfrequente gebied frequentiebanden vrij gehouden worden, om de studie van de natuurlijke ruis achtergrond mogelijk te blijven maken (VLF,ELF).

Zitting E3: *Planetaire bliksem en bijbehorende verschijnselen. (Borucki, US).*

Algemene karakteristieken van de ruis omgeving op een planeet. Physisch processen en mechanismen, betrokken bij de generatie van planetaire e.m. golven. Vergelijking van de aardse en de planetaire ruis omgeving.

Zitting E4: *Spectrum Beheer en Gebruik. (Parlow)*

De zitting gaf een goed overzicht van de technische, reglementaire en wetenschappelijke onderwerpen, die hierbij aan de orde komen. Vooral de vraag naar zeer mobiele informatie diensten vormt een uitdaging voor spectrum beheerders.

Zitting E5: *Hoog vermogen electromagnetica, (Gardner).*

Zes auteurs uit drie landen. Een poging werd gedaan de niet-lineaire verschijnselen, geassocieerd met het treffen van een hoog vermogen e.m. puls op een geleidend doel, te verklaren. Een antenne ontwerp

voor een nauwe straal van hoog vermogen werd besproken. De dispersie van zo'n straal en de energie absorptie in de ionosfeer werden besproken met het oog op in de ruimte gestationeerde zonne-energie stations. Een microgolf zend-ontvangbuis kan als bescherming tegen microgolven van hoog vermogen dienst doen.

Zitting E6: *Electromagnetische topologie voor elelectromagnetische storingen, Analyse en Beheer. (Baum).*

De huidig stand van de kennis op het gebied van de analytische behandeling van niet-uniforme, multi-geleider transmissielijnen werd behandeld, om deze in te passen in e.m. topologisch modellen. De BLT (Baum,Lin,Tesche 1991)-vergelijking kan uitgebreid worden voor de analytische behandeling van realistische electronische systemen.

Zitting 7: *Koppeling naar meerdraads kabels (Canavero).*

Vele aspecten van dit onderwerp kwamen aan de orde, in bijdragen uit zes landen.

Zitting EA: *Electromagnetische Metrologie, toegepast op EMC. (Degauque, Kanda, Astani).*

8 bijdragen uit 5 landen. Toepassing van reflectometrie in het tijd domein voor nauwkeurige metingen van materiaalconstanten, zoals permittiviteit en permeabiliteit, niet-lineaire filterkarakteristieken, locale impedantie-variaties, werd voorgesteld. Metingen van de impedantie van afgeschermde kabels tot 1 GHz werden besproken. Voor de meting van de effectiviteit van afscherming werd het gebruik van 1µsec brede pulsen aanbevolen. Het gebruik van kleine lussen en van dipool antennes werd voorgesteld. Practische maatregelen voor een systematische controle van ruis in hoogspanningslaboratoria werden voorgesteld.

Zitting EB: *Veld propagatie en koppeling met structuren. (Ianoz,Tesche).*

9 uitgenodigde sprekers en een extra bijdrage uit zes landen. Een nieuw model werd aangegeven om de electromagnetische inductie van bliksem in bovengrondse leidingen te berekenen met behulp van de horizontale component van het electrisch veld. Een numeriek model van een bliksembeschermings systeem van een gebouw werd gedemonstreerd. Een benaderings methode, gebaseerd op transmissielijn theorie voor de berekening van geïnduceerde hoge spanningen op een transmissielijn in een complexe configuratie werd geïntroduceerd. Koppelings vergelijkingen voor magnetische excitatie werden besproken. Een theoretisch model voor de verstrooiing van een invallende vlakke golf door begraven voorwerpen in de grond werd beschreven. Een studie van de susceptibiliteit van multigeleider hoogspanningslijnen voor snelle e.m. pulsen werd weergegeven.

Zitting ED: *Susceptibiliteit van electronische instrumenten voor electrische overgangsverschijnselen onder extreme omstandigheden (Scuka, Demoulin).*

9 auteurs uit 7 landen. Een nieuwe methode voor de experimentele studie van ladingsdragers in halfgeleider vermogensschakelingen werd aangegeven. Deze methode geeft sub-µs en sub-µm resolutie in tijd en ruimte. Een tweedimensionale theoretische beschrijving van een numerieke simulatie van electrothermische effecten van electrostatische ontladingseffecten op halfgeleider schakelingen werd gegeven en storende effecten van overgangsverschijnselen op digitale geïntegreerde schakelingen werden experimenteel onderzocht. Hoge snelheids logica is minder gevoelig dan lage snelheidslogica. Stroompulsen tijdens de schakeloperatie genereren storingen. De dynamisch output weerstand van een instrument moet bekend zijn, om de vergelijkingen van halfgeleiderverbindingen in niet-lineaire gebieden op te lossen. Een eenvoudige methode om transient gevoelige componenten in een instrument te vinden, werd beschreven. Er wordt een kaart gemaakt van een netwerk bord ("circuit board"), met behulp van een radiofrequente zender kring antenne van kleine afmetingen, om de gevoelige component te identificeren en deze te vervangen. Passieve geaarde metalen constructies kunnen storingen heruitstralen; dit effect werd theoretisch en experimenteel onderzocht. Storingsproblemen, die veroorzaakt worden wanneer satellieten of hun componenten in de ruimte electrostatisch worden opgeladen, werden beschreven. Er was ook een interessant rapport over het modelleren van sub-micrometer componenten bij zeer hoge frequenties.

Zitting EF: *Radio ruis boven 50 GHz (Smith, Westwater, USA)*

Er werden 8 bijdragen geleverd.

WARC2 gaf mobiele satelliet diensten en andere diensten frequentie toewijzingen in de band boven 50GHz. Moeilijke en complexe problemen ontstaan, wanneer men die toewijzingen wil waar maken.

Actieve en passieve microgolf waarneming op afstand van precipitatie met vliegende radiometers en twee-polarisatie radar, werd beschreven. Thermische emissie van atmosferische waterdamp verstoort gevoelige afstands waarneming van het aardoppervlak door instrumenten op satellieten. Radiometers op 20.6 GHz (waterdamp) en 31.65 GHz (vloeibaar water in een wolk) vormden een aards netwerk met onderlinge afstanden van 50 tot 190 km. In de centrale USA bestaat een netwerk van 404 MHz wind profiel radars. Zo'n netwerk en zulke als zojuist beschreven, zouden complementaire werktuigen kunnen zijn voor het onderzoek van het oppervlak van oceanen. Numerieke modellen van stralings overdracht (RT) zijn essentieel voor de ontwikkeling van atmosferische en passieve meting op afstand technieken. Onderzoekingen op dit gebied tussen 1 en 1000 GHz werden beschreven.

Zitting CBEF: *Propagatie en modulatie bij persoonlijke radio copmmunicatie. (Lopez,Watson,Shapira,Bic,Manabe)*

Deze zitting behandelde verschillende aspecten van communicatie tussen personen, zoals GHz propagatie in stedelijke gebouwen, antenne diversiteit in draadloze communicatie systemen, multi-pad interferentie en drie dimensionale modellen van golf uitbreiding, (gedeeltelijk ontleend aan een rapport van professor Scuka).

UIT HET NERG

Voorgestelde leden:

prof.dr.ir. J. van Amerongen	Bolhaarslaan 74	7522 CZ Enschede
ir. P.H.C. Bol	Granaathorst 357	2592 SZ Den Haag
ir. P.J.T. Bruinsma	Kromwijkerkade 33	3442 EH Woerden

Nieuwe leden:

ir. J.M.W.M. Janssen	Muzenlaan 74	5631 GE Eindhoven

Nieuwe adressen van leden:

prof.dr.ir. D.E. Boekee	Joh. Bildersstraat 2	2596 EH Den Haag
dr.ir. A. Bos	Meerkoetlaan 4	7905 ES Hoogeveen
ir. C.D. de Haan	Hoogtij 119	2201 WC Noordwijk
J.A. de Haas	Jan Westerhuisstraat 2	7924 RE Fort
ir. M.L. Leine	Korvezeestraat 436	2628 EV Delft
ir. R.F.A. Mugie	Drunselhof 17	5931 DC Tegelen
ir. W. Pelt	Oude Kerkweg 11 B	2355 AT Hoogmade
ir. O. Pietersen	Nieuwlandenlaan 5	8302 LP Emmeloord
dr. P.F.J. van Velthoven	Goudvinklaan 18	3722 VD Bilthoven
ir. H.H. de Vries	Stokebrand 568	7206 ET Zutphen
ir. W.P. Wapenaar	PTT Telecom Lippo Building 4th Floor Suite 401	
	Jl Jend.Gatot Subroto Kav	
	35-36 Jakarta	12950 Indonesie

Cursus-aankondigingen

PATO

- Digitale signaalbewerking II
  19, 20, 21, 26 en 27 september 1994 in Delft
- Neurale netwerken en hun toepassingen
  31 0ktober, 1 en 2 november 1994 in Enschede
- Modelvorming met bondgrafen
  9, 10 en 11 november 1994 in Enschede
- Elektro-magnetische compatibiliteit
  17, 18, 24, 25 november en 1, 2 december 1994 in Eindhoven
- Modelleren en regelen van dynamische systemen
  23 en 24 november 1994 in Eindhoven
- Energie en milieu in de industrie
  1 en 2 december 1994 in Enschede
- Fuzzy logic
  Driedaagse cursus in december 1994 in Eindhoven
- Data-beveiliging
  7, 8 en 9 december 1994 in Eindhoven
- Vermogenselektronica
  Negen nader te bepalen ochtenden vanaf december 1994 t/m februari 1995 in Eindhoven
- Mini-elektromechanica
  Negen nader te bepalen ochtenden vanaf december 1994 t/m februari 1995 in Eindhoven
- Gegeneraliseerde lineaire modellen
  27 oktober en 3, 10, 17 november in Eindhoven

Contactadres: Stichting PATO, Postbus 30424
2500 GK Den Haag. Tel: 070-3644957 Fax: 070-3562722

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

deel 59 - nr.3-1994

Inhoud

Druk en DTP: Drukkerij Van Ek, Driebergen